

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ELEKTRONICKÝ ŘIDITELNÝ AKTIVNÍ FILTR 2. ŘÁDU

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

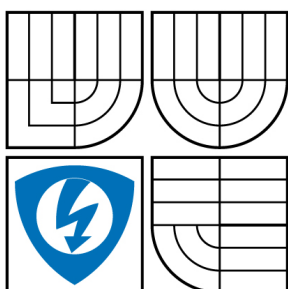
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. BŘETISLAV ŠEVČÍK

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ELEKTRONICKY ŘIDITELNÝ AKTIVNÍ FILTR 2. ŘÁDU

ELECTRONICALLY CONTROLLED ACTIVE 2-ND ORDER FILTER

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

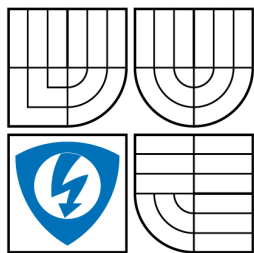
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. BŘETISLAV ŠEVČÍK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. ROMAN ŠOTNER

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Břetislav Ševčík

ID: 83066

Ročník: 2

Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Elektronicky říditelný aktivní filtr 2. řádu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s problematikou aktivních filtrů 2. řádu v zapojení Sallen-Key. Prostudujte možnosti přesného řízení zesílení operačních zesilovačů a navrhnete schéma dolní propusti filtru S-K, ve kterém změnou zesílení lze měnit typ aproximace.

V simulačním programu PSpice ověřte změnu aproximační funkce filtru změnou zesílení operačního zesilovače. Navrhnete hodnoty součástek a vhodný způsob řízení zesílení. Řízení zesílení můžete realizovat např. pomocí digitálního potenciometru řízeného přes sběrnici I2C.

Vytvořte podklady pro realizaci aktivního filtru 2. řádu, navrhnete schéma, desku plošných spojů a filtr realizujte. Vypracujte laboratorní úlohu, ve které se zaměříte na změnu aproximace při změně zesílení operačního zesilovače.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] HÁJEK, K, SEDLÁČEK, J. Kmitočtové filtry. Praha: BEN - Technická literatura, 2002.

[2] DOSTÁL, T. Elektrické filtry. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 29.5.2009

Vedoucí práce: Ing. Roman Šotner

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

ABSTRAKT

Diplomová práce je zaměřená na problematiku využití digitálně řízených prvků ve formě digitálních potenciometrů v analogových obvodech. Koncepce digitálního řízení je demonstrována na návrhu elektronicky říditelného aktivního filtru 2.řádu typu dolní propust ve struktuře Sallen-Key a digitálně řízeném oscilátoru. Navržený obvod aktivního filtru umožňuje kromě přesného ladění mezního kmitočtu, také pomocí změny zesílení aktivního prvku v něm obsaženém měnit typ aproximace modulové přenosové charakteristiky filtru. Komplexní rozbor vlastností a chování obvodů je nejprve podrobeno simulacím v PSpice a dále jsou diskutovány i možné parazitní projevy v samotném obvodu. Praktická realizace tohoto i dalších obvodů a experimentální vyhodnocení je zaměřené na rozbor vlastností a chování digitálně řízených potenciometrů v závislosti na měnících se vstupních parametrech obvodu. V práci jsou dále představena hotová řešení nezbytných řídicích přípravků, které s navrženým laboratorním přípravkem tvoří kompaktní celek komunikačního řetězce pro obsluhu digitálně řízených prvků. Po stránce Softwarové je k dispozici univerzální řídicí program Digipot zaměřený na komplexní obsluhu všech digitálních potenciometrů vyráběných koncepčně pro rozhraní I²C, SPI a Up / Down. Konstrukční náležitosti realizovaného přípravku jsou uvedeny na konci práce. Programové vybavení je dostupné na přiloženém CD.

KLÍČOVÁ SLOVA

Analogové filtry, Sallen-Key, dolní propust, I²C, SPI, USB, digitální potenciometr, elektronické řízení, parazitní kapacita.

ABSTRACT

The diploma thesis deals with the modern design of the control circuits for digital potentiometers and their application in analog systems. The concept of the digital control is demonstrated on the electronically controlled active 2-nd order filter and programmable oscillator. The proposed design of the active filter describes a programmable active 2-nd order filter Sallen-Key. In this circuit it is possible independently programme cut-off frequency, Q factor and type of approximation with very good accuracy. The circuits of the designed filter and designed oscillator are simulated in PSpice (OrCAD), parasite effects and effects of the real parts are studied. Properties simulated circuits are compare with experimental results. These results appreciate quality and efficiency of the digitally controlled potentiometers in dependence on variable input circuit parameters. Integral part of this project is author's universal control program called Digipot and communications interface for many types of digital potentiometers with I²C, SPI or Up/Down interface. It is possible to use this device for many applications. The constructional details of the filter are presented at the end of this work. The software equipment is availability on enclosed CD.

KEYWORDS

Analog filters, Sallen-Key, low pass, I²C, SPI, USB, digital potentiometer, electronic adjusting and tuning, simulations, parasitic capacity.

ŠEVČÍK, B. *Elektronicky říditelný aktivní filtr 2.řádu* . Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2009. 54 s., 24 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí diplomové práce Ing. Roman Šotner.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Elektronicky říditelný aktivní filtr 2. řádu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 29. května 2009

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Romanu Šotnerovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 29. května 2009

.....
podpis autora

OBSAH

| | |
|--|-----------|
| ÚVOD..... | 11 |
| 1 KMITOČTOVÉ FILTRY SALLEN-KEY | 12 |
| 1.1 ZÁKLADNÍ STRUKTURA..... | 12 |
| 1.2 VARIANTY NÁVRHOVÉ STRUKTURY | 13 |
| 1.3 MOŽNOSTI PŘELAĐOVÁNÍ FILTRŮ ARC 2.ŘÁDU..... | 14 |
| 1.4 ZÁKLADNÍ TYPY POUŽITÝCH APROXIMACÍ PŘENOSOVÉ FUNKCE..... | 15 |
| 1.5 ANALÝZA PARAMETRŮ OBVODU | 16 |
| 2 VÝSLEDNÉ OBVODOVÉ ZAPOJENÍ | 21 |
| 2.1 NÁVRH A VOLBA VHODNÝCH TYPŮ SOUČÁSTEK..... | 21 |
| 2.1.1 Volba aktivního prvku | 21 |
| 2.1.2 Návrh optimálních hodnot pasivních prvků..... | 22 |
| 2.2 SIMULACE A TESTOVÁNÍ OBVODU..... | 23 |
| 2.3 OPTIMALIZACE OBVODU NA VYŠŠÍCH FREKVENCÍCH..... | 25 |
| 2.4 VÝSLEDNÝ OBVODOVÝ NÁVRH..... | 26 |
| 3 DIGITÁLNÍ POTENCIOMETRY..... | 27 |
| 3.1 ZÁKLADNÍ STRUKTURA A PARAMETRY | 27 |
| 3.2 TOLERANCE ODPORU DIGITÁLNÍHO POTENCIOMETRU AD5254..... | 30 |
| 3.3 LIMITUJÍCÍ FAKTORY..... | 31 |
| 3.4 ŘÍZENÍ PŘES SBĚRNICI I ² C A SPI..... | 34 |
| 3.4.1 Sběrnice I ² C | 34 |
| 3.4.2 Sběrnice SPI..... | 36 |
| 4 UNIVERZÁLNÍ INTERFACE A NAPÁJENÍ | 37 |
| 4.1 SÉRIOVÝ PORT | 37 |
| 4.2 PŘEVODNÍK USB NA RS-232..... | 38 |
| 4.3 POMOCNÉ PERIFERIE A ROZŠÍŘITELNOST | 39 |
| 4.4 OBVODOVÉ SCHÉMA A KONSTRUKČNÍ ŘEŠENÍ..... | 41 |
| 4.5 NAPÁJECÍ PŘÍPRAVEK | 43 |

| | | |
|----------|--|-----------|
| 5 | PROGRAMOVÉ VYBAVENÍ | 44 |
| 5.1 | ŘÍDÍCÍ APLIKACE DIGIPOT..... | 44 |
| 5.1.1 | Základní struktura programu..... | 44 |
| 5.1.2 | Možnosti hlavní nabídky | 45 |
| 5.1.3 | Nastavení komunikace a parametrů programu | 46 |
| 5.1.4 | Panel přidavných funkcí | 49 |
| 5.1.5 | Duální mód | 50 |
| 5.1.6 | Programové skripty a nápověda..... | 50 |
| 5.2 | KNIHOVNA PRO ŘÍZENÍ PORTŮ | 51 |
| 6 | PRAKTICKÉ MĚŘENÍ..... | 53 |
| 6.1 | DIGITÁLNĚ ŘÍZENÝ FILTR (I ² C) | 53 |
| 6.2 | DIGITÁLNĚ ŘÍZENÝ FILTR (SPI) S OSCILÁTOREM | 54 |
| 6.2.1 | Digitálně řízený oscilátor | 55 |
| 6.2.2 | Digitálně řízený filtr (SPI) | 58 |
| 6.2.3 | Parazitní kapacity potenciometru AD5204..... | 58 |
| 6.3 | SHRNUTÍ VÝSLEDKŮ | 59 |
| 7 | ZÁVĚR..... | 60 |
| | LITERATURA | 61 |
| | SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK | 64 |
| | SEZNAM PŘÍLOH..... | 65 |

SEZNAM OBRÁZKŮ

| | | |
|-------------------|--|----|
| Obr. 1.1: | 3D model ARC filtru dolní propust 6.řádu využívající kaskádního řazení tří dolních propustí 2. řádu v zapojení Sallen-Key vytvořeného pomocí Eagle 3D.. | 12 |
| Obr. 1.2: | Realizace DP 2.řádu v zapojení Sallen-Key s konečným kladným zesílením | 13 |
| Obr. 1.3: | Základní struktura RDAC registru digitálního potenciometru AD5242 včetně zjednodušeného modelu rezistorové sítě | 15 |
| Obr. 1.4: | Výsledná simulace laděné dolní propusti pro vybrané typy aproximace..... | 18 |
| Obr. 1.5: | Možnosti přeladění parametrů f_m a Q u dolní propust Sallen-Key řízené čtyřkanálovým digitálním potenciometrem | 19 |
| Obr. 2.1: | Vliv reálného OZ a parazitních kapacit na navrhovaný obvod..... | 23 |
| Obr. 2.2: | Projev parazitní nuly přenosu u filtru Sallen -Key | 24 |
| Obr. 2.3: | Výsledné ladění aproximací dle tab. 2 pro oba typy obvodu, kde vrchní simulace představuje modifikovaný obvod | 24 |
| Obr. 2.4: | Porovnání modulových charakteristik obou typů zapojení filtrů pro stejný mezní kmitočet pro pokles o 3DB | 25 |
| Obr. 2.5: | Výsledky numerické citlivostní analýzy pro oba porovnávané obvody (hodnoceným parametrem je změna mezního kmitočtu dolní propusti $f_{m3dB} = 1$ MHz) | 26 |
| Obr. 3.1: | Struktura obvodového zapojení digitálního potenciometru AD5235 disponujícího počtem 1024 pozic pro rozhraní SPI [12]..... | 27 |
| Obr. 3.2: | Příklad obvodového uspořádání duálního digitálního potenciometru AD5254 s možností řízení přes sběrnici I ² C a možností 256 pozic nastavení. | 28 |
| Obr. 3.3: | Naměřená a teoretická závislost odporu potenciometru na nastavovaných pozicích..... | 30 |
| Obr. 3.4: | Možnosti potenciometru AD5254 - 10 kHz hlediska frekvenčního omezení..... | 31 |
| Obr. 3.5: | Závislost nominální hodnoty potenciometru na využitelné frekvenci | 31 |
| Obr. 3.6: | Zjednodušený parazitní model dvou typů čtyř-kanálových digitálních potenciometrů | 32 |
| Obr. 3.7: | Simulační obvod pro testování vlivu parazitních kapacit digitálního potenciometru na obvod filtr dolní propust s aktuálním nastavením parazitních kapacit $C_p = 10$ pF..... | 33 |
| Obr. 3.8: | Vliv parazitních kapacit na průběh modulové charakteristiky filtru v porovnání s průběhem nezatíženým parazitními vlivy (tučně vyznačen)..... | 33 |
| Obr. 3.9: | Struktura řídicího slova digitálního potenciometru řízeného přes I ² C sběrnici [15] | 34 |
| Obr. 3.10: | Funkce řídicího slova a struktura signálu obou linek při zápisu a čtení z obvodu | 35 |
| Obr. 3.11: | Princip zápisu instrukcí do potenciometru pomocí rozhraní SPI..... | 36 |
| Obr. 4.1: | Přehled vývodů sériového portu | 37 |
| Obr. 4.2: | Bloková struktura obvodu FT232BM [18] | 38 |
| Obr. 4.3: | Struktura celého komunikačního řetězce pro digitální řízení | 39 |

| | | |
|------------------|--|----|
| Obr. 4.4: | Bloková struktura obvodu komunikačního interface | 39 |
| Obr. 4.5: | Zjednodušené schéma jednoho vstupně / výstupního pinu | 40 |
| Obr. 4.6: | Struktura a přehled vývodů použitého LCD [24] | 41 |
| Obr. 4.7: | Přední a zadní náčrty části komunikačního interface | 42 |
| Obr. 4.8: | Zjednodušené obvodové schéma komunikačního interface..... | 42 |
| Obr. 5.1: | Univerzální program řízení digitálních potenciometrů Digipot..... | 45 |
| Obr. 5.2: | Navázání komunikace s komunikačním rozhraním (Single mód) | 46 |
| Obr. 5.3: | Navázání komunikace s komunikačním rozhraním (Dual mód) | 47 |
| Obr. 5.4: | Nastavení ukazatele pro potřeby uživatele | 48 |
| Obr. 5.5: | Nastavení délky vysílaného slova | 48 |
| Obr. 5.6: | Přídavný panel rychlých instrukcí | 49 |
| Obr. 5.7: | Přídavný panel pro komunikaci pomocí sběrnice SPI | 50 |
| Obr. 5.8: | Funkce dual módu pro zapisování pozic vícekanálových potenciometrů | 50 |
| Obr. 5.9: | Úvodní obrazovka okna nápovědy k programu Digipot..... | 51 |
| Obr. 6.1: | Naměřené a teoretické charakteristiky digitálně řízeného filtru (I^2C)..... | 53 |
| Obr. 6.2: | Digitálně řízený Wienův oscilátor | 55 |
| Obr. 6.3: | Průběhy pro tři vybrané kmitočty oscilátorů | 56 |
| Obr. 6.4: | Závislost velikosti frekvence na souběžně nastavovaném odporu dvou kanálů .. | 57 |
| Obr. 6.5: | Závislost výstupního napětí oscilátoru U_{p-p} na nastavovaném odporu..... | 57 |
| Obr. 6.6: | Porovnání teoretické a naměřené charakteristiky pro Čebyševovu aproximaci ... | 58 |
| Obr. 6.7: | Závislost parazitní kapacity jednoho kanálu potenciometru na frekvenci vstupního sinusového signálu..... | 59 |

SEZNAM TABULEK

| | | |
|------------------|--|----|
| Tab. 1.1: | Výsledné hodnoty součástek použité pro simulaci filtru DP-SK 2.řádu..... | 17 |
| Tab. 1.2: | Přehled hodnot zesílení K a činitele jakosti Q pro různé aproximace..... | 20 |
| Tab. 3.1: | Hodnoty odporu vybraných pozic digitálního potenciometru AD5254 [13]..... | 29 |
| Tab. 3.2: | Porovnání naměřených hodnot odporu s hodnotami deklarovanými výrobcem..... | 30 |
| Tab. 4.1: | Přehled napěťových úrovní pro jednotlivé indikátory napájecího zdroje..... | 43 |
| Tab. 5.1: | Struktura nabídky programu DIGIPOT..... | 46 |

ÚVOD

S kmitočtovými filtry se setkáváme dnes a denně v rozmanitých oblastech elektrotechniky a v mnoha elektronických aplikacích. V radiotechnice se můžeme často setkat s pásmovými propustmi pro výběr přijímaných signálů, dále s dolními a horními propustmi určenými pro rozdělení kmitočtových pásem v anténních obvodech apod. Vzhledem k složitosti a rozmanitosti jednotlivých realizací filtrů není možné se zaměřit na všechny možné typy filtrů.

Samotný projekt je svou strukturou zaměřen na problematiku týkající se aktivních filtrů druhého řádu, mezi jejichž základní návrhovou strukturu patří i zapojení typu Sallen-Key. Tyto typy filtrů vynikají poměrně dobrou nastavitelností s ohledem na jednodušší souběhové podmínky pro dosažení změny jednotlivých parametrů (f_m , Q). Na druhé straně je ovšem nutné počítat s potřebou napájení aktivních prvků. V praxi se ovšem můžeme setkat s určitými aplikacemi, na které běžné a standardní typy filtrů nelze použít, respektive lze vycházet ze základních návrhů standardních filtrů, ale konečné řešení není vždy jednoznačné, proto obvykle ani nelze stanovit jednotný postup návrhu. Jedním z těchto příkladů zvláštních typů a aplikací filtrů jsou řízené a přeladitelné filtry.

Problematika ladění kmitočtových filtrů souvisí s využitelností v mnoha různorodých typech aplikací. V dnešní době pokročilé digitalizace se dává v co možná největší míře přednosti elektronickému přeladování a řízení. Je nutné si uvědomit, že pod pojmem ladění obvykle rozumíme změnu mezního (středního u pásmových propustí či zádrží) kmitočtu ovšem při zachování tvaru modulové charakteristiky. Naopak pojem řízení filtru představuje obvykle možnost nastavovat některé další parametry filtru, které se již v zásadní míře podílejí také na změně tvaru modulové charakteristiky. U výše zmíněného obvodu druhého řádu lze tak mimo již zmíněný mezní (střední) kmitočet řídit nezávisle parametry jako jsou činitel jakosti obvodu Q , hodnotu přenosu filtru v propustném pásmu nebo také hodnotu kmitočtu nulového přenosu. Je dobré také upozornit na fakt, že se zvyšujícím se řádem přenosové funkce je obecné řízení narůstajícího počtu řiditelných parametrů velmi problematické. Z tohoto hlediska jsou nejvýhodnější tedy ARC filtry 2.řádu, u kterých se tak naskýtá výhodná možnost realizovat elektronické přeladování a řízení pomocí digitálních potenciometrů. Jedná se o poměrně nové integrované obvody, u nichž se ukazuje být hlavním omezujícím faktorem pro využití řízení parametrů filtrů maximální frekvence, do které je zaručena jejich použitelnost, aniž by se ve výrazné míře projevovaly na funkčnosti prvku přítomné parazitní kapacity. Hlavní rozšíření těchto moderních prvků se tak spíše předpokládá především v nf technice, konkrétně např. v audiotechnice.

Úvodní část projektu je zaměřena na detailní rozbor možnosti přesného řízení parametrů laditelného filtru typu dolní propust, která využívá známé zapojení zmíněného typu Sallen-Key, dále jen DP-SK. Následně se projekt zabývá otázkou již výše zmíněné frekvenční použitelnosti moderních řídicích prvků. Nezbytnou součástí veškerých obvodových návrhů je ověření funkčnosti navrženého zapojení pomocí počítačových simulací. V tomto ohledu je zde v co největší míře využíváno asi jedno z nejznámějších návrhových prostředí PSpice. Nedílnou součástí projektu je také autorsky vytvořený ovládací program a komunikační interface pro ovládání digitálních potenciometrů přes USB rozhraní počítače. Poslední část projektu je zaměřena na praktické měření realizovaných laboratorních přípravků.

1 KMITOČTOVÉ FILTRY SALLEN-KEY

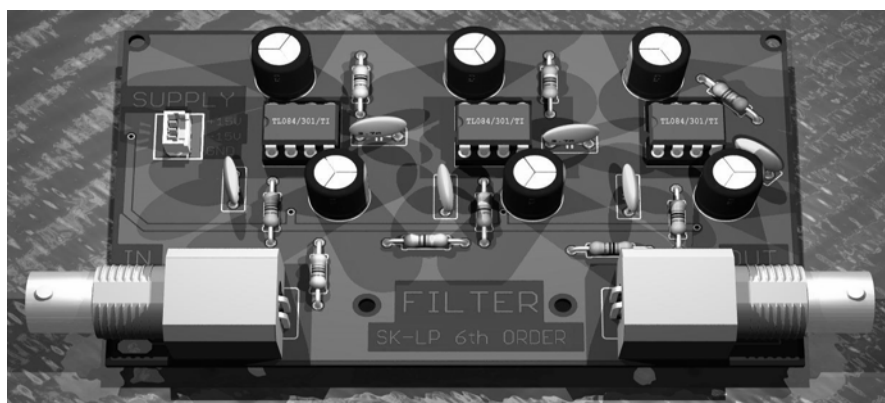
V této úvodní kapitole jsou představeny základní vlastnosti využití návrhové struktury, možnosti přeladování parametrů u těchto typů aktivních filtrů a také je kladen důraz na rozbor změny aproximační funkce v závislosti na zesílení obvodu.

1.1 Základní struktura

Filtr je obecně selektivní obvod, který propouští s co nejmenším možným útlumem určité frekvenční pásmo, zatímco ostatní frekvenční pásma jsou v dostatečné míře potlačována. Nejjednodušší filtry je možno např. realizovat vhodnou kombinací pasivních součástek. Jedná se tedy o síť rezistorů, kondenzátorů a induktorů. To je kategorie tzv. pasivních filtrů. Ve většině případů se však jeví výhodnější dát přednost tzv. "aktivním filtrům", které navíc obsahují jeden nebo několik zesilovačů, ale na druhé straně většinou neobsahují induktory.

Aktivní filtry 2. řádu svou podstatou vycházejí z filtrů RLC, kde se jako největší problém jeví obtížná realizace cívek především v oblasti nízkých kmitočtů. Induktor je totiž vždy charakterizován poměrně velkými rozměry, relativně velkou cenou vzhledem k náročnosti výroby a při použití ferromagnetického materiálu se vždy jedná o nelineární prvek. Ten může negativně ovlivňovat přesnost aproximace přenosové funkce celého filtru. Principiálně jde tedy o to nahradit cívku vhodným zapojením aktivního (aktivních) prvku do samotného obvodu. Tím vznikají základními stavebními bloky pro kaskádní i jinou syntézu složitějších filtrů.

Nejpoužívanějšími zapojeními jsou různé modifikace s jedním aktivním prvkem běžně označované SAB (single amplifier biquad). Typickým představitelem je filtr typu dolní propust 2. řádu, označovaný též jako zapojení Sallen-Key, jehož využití pro realizaci dolní propusti 6. řádu můžeme vidět na **obr. 1.1**. Zapojením aktivního prvku do obvodu společně s pasivními součástkami dosáhneme tedy nejen náhradu samotné cívky, ale také malé hodnoty výstupního odporu filtru a přenosová funkce tímto není závislá na impedanci zátěže.



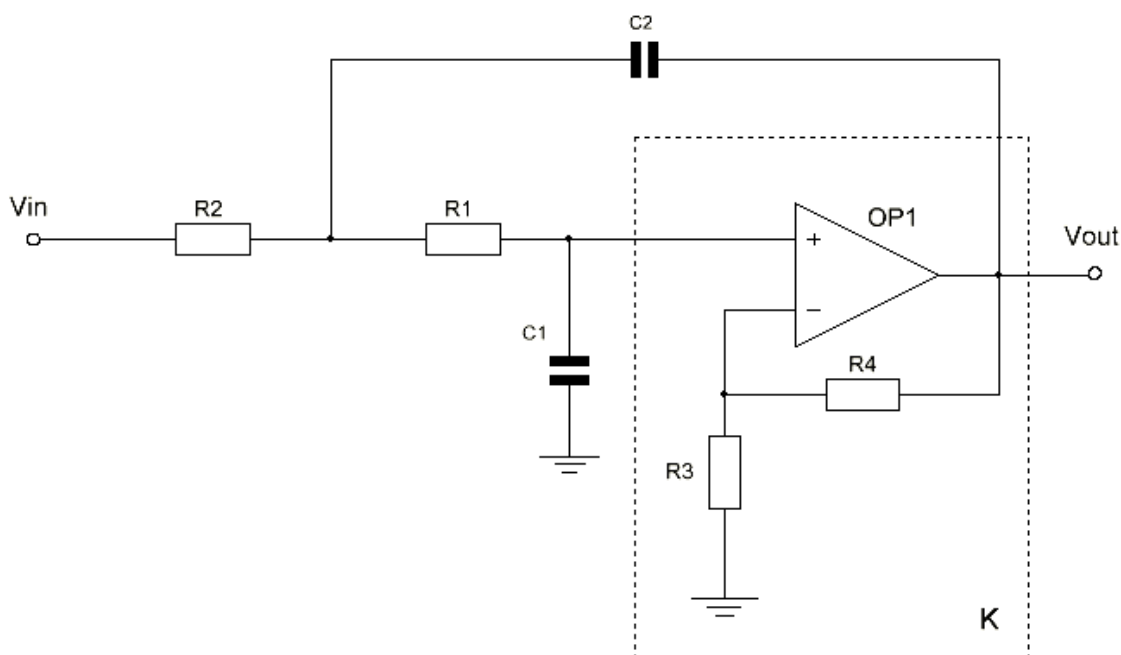
Obr. 1.1: 3D model ARC filtru dolní propust 6. řádu využívajícího kaskádního řazení tří dolních propustí 2. řádu v zapojení Sallen-Key vytvořeného pomocí Eagle 3D.

1.2 Varianty návrhové struktury

U návrhových variant dolních propustí ARC 2.řádu s jedním zesilovačem v zapojení Sallen-Key se nejčastěji setkáme se čtyřmi možnými modifikacemi, které se odvíjejí od samotné volby součástek, zesílení a činitele jakosti obvodu. Jednotlivé návrhové varianty se liší nejen dosažitelnou hodnotou činitele jakosti, ale také citlivostí obvodu a složitostí návrhu.

První návrhová varianta umožňuje použít libovolné hodnoty součástek i zesílení. Výrobně je sice nejvíce náročná zato však lze pomocí ní dosáhnout nejvyšší hodnoty činitele jakosti $Q < 25$. Druhá varianta má konstantně nastaveno $A = 1$, což umožňuje dosáhnout u tohoto obvodu velmi nízké citlivosti. Opět můžeme použít libovolné hodnoty součástek s dosažitelným jakostním činitelem $Q < 15$. Třetí varianta uvažuje stejné hodnoty součástek tedy $R_1 = R_3 = R$, $C_2 = C_4 = C$ a zesílení $A < 3$. Vykazuje ze všech variant nejvyšší citlivost. Touto variantou je dosažitelné $Q < 10$. Poslední varianta je charakteristická hodnotou zesílení $A = 2$, stejnými hodnotami obou kapacitorů, ale různými rezistory [1].

Chceme-li použít variantu uvažující vyšší než jednotkové zesílení, musíme navrhnout také další dva rezistory (označme je např. R_3 a R_4), kterými je možné doplnit operační zesilovač do neinvertujícího zapojení viz. **obr. 1.2** níže. Vzhledem k tomu, že přenosová charakteristika u filtrů vyšších řádů bývá obvykle více citlivá na změnu mezního kmitočtu f_m , je možné v malém rozmezí tento kmitočet měnit změnou hodnoty pouze jednoho prvku z dvojice. Pro větší změny mezního kmitočtu se již nevyhneme nutnosti měnit souběžně (tandemově) dva prvky (tedy R_1 a R_2 nebo C_1 a C_2). Pro změnu hodnoty činitele jakosti Q při použití návrhové varianty uvažující hodnotu zesílení $A = 1$ bude nutné zvyšovat nebo snižovat poměr hodnot kondenzátoru avšak při zachování konstantního součinu jejich hodnot. Naopak pro případ zapojení s $A > 1$ lze hodnotu Q dostavit změnou hodnoty již zmíněných rezistorů R_3 nebo R_4 .



Obr. 1.2: Realizace DP 2.řádu v zapojení Sallen-Key s konečným kladným zesílením.

1.3 Možnosti přeladování filtrů ARC 2.řádu

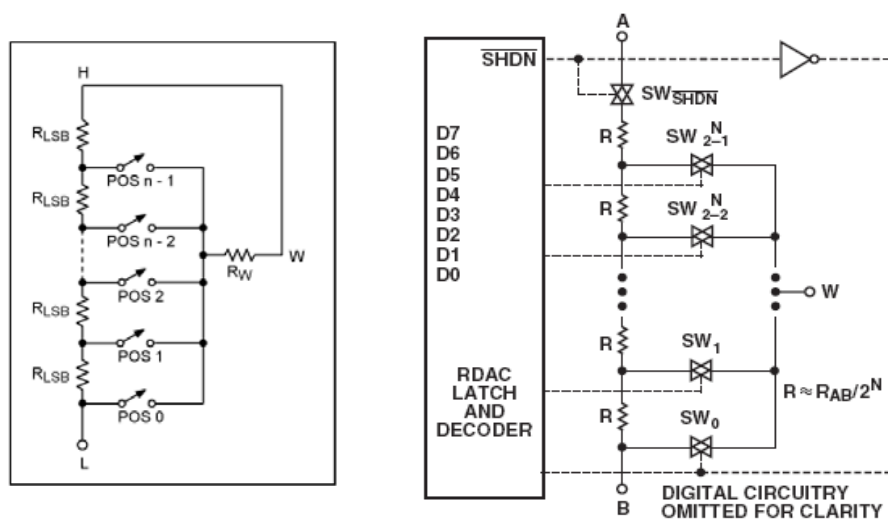
U filtrů ARC 2.řádu je nesporně výhodnější realizovat samotné přeladování změnou hodnot rezistorů vůči velikosti hodnot kapacit, neboť bloky 2. řádu jsou vždy přeladitelné snadněji v případě shodných hodnot rezistorů. Z následně uvedených vztahů, které určují vlastnosti bloků 2. řádu lze pozorovat závislost činitele jakosti Q na poměru hodnot odporů a kondenzátorů. Mezní kmitočet filtru je tedy možné ladit aniž by docházelo k výrazné změně hodnoty Q (viz vztah 1.1). Zaleží ovšem na tom, jak dokonale se nám podaří realizovat souběžnou změnou hodnot R_1 a R_2 . Při potřebě přeladování přes více dekád lze přepínat podrozsahy pomocí změny hodnot kapacit C_1 a C_2 . Při uvažování zapojení se shodnými kapacitami a bez zvyšování zesílení pomocí rezistorů R_3 a R_4 dojde k zjednodušení následujícího vztahu [2] pro činitel jakosti 1.2 na vztah 1.3

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2}}, \quad (1.1)$$

$$Q = \frac{\sqrt{\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{C_2}{C_1}\right)}}{\left(\frac{C_2}{C_1}\right) \cdot \left[1 - \left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{R_4}{R_3}\right)\right] + 1}, \quad (1.2)$$

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}}{2} \quad \text{pro } C_2 = C_1 \text{ a } \frac{R_4}{R_3} = 0. \quad (1.3)$$

Z předešlého textu je zřejmé, že nejsnadnějším způsobem jak efektivně ladit filtr beze změny tvaru jeho modulové charakteristiky, což bývá většinou nejčastějším požadavkem, je ladění filtru souběžnou změnou dvou či více rezistorů tak, aby byl v co největší míře zachován jejich poměr hodnot. Možností jak tuto realizaci provést je poměrně velké množství. Pro představu uvádím např. plem řízené tranzistory FET chovající se pro signály do cca 100mV jako prakticky lineární odpory řízené napětím, dále je možné přistoupit k realizaci pomocí řízených OTA zesilovačů, které ovšem nevynikají zrovna dobrou dynamikou a linearitou, dále také např. pomocí řízených napěťových zesilovačů, kde typ AD603 [3] využívající odporové struktury R - 2R popsanou dále vyniká dobrou linearitou a velkým dynamickým rozsahem apod. Daleko zajímavější se v dnešní době jeví přímé číslicové řízení, které je možné realizovat za použití D/A převodníku. Ten se chová jako zdroj proudu s výstupní hodnotou závislou na odporu, který může být určen např. spínači v již zmíněné odporové síti R - 2R převodníku a referenčním napětím [2]. Podobně je tomu i u poměrně moderních součástek tzv. digitálních potenciometrů, kde se uvažují podstatně nižší hodnoty ekvivalentních odporů a tudíž se naskýtá využití pro vyšší pásma kmitočtu. Na **obr .1.3** je možné vidět konkrétní strukturu digitálního potenciometru AD5242 [4] tzv. RDAC registru důležitého pro správné nastavení požadované velikosti odporu. O těchto typech obvodů bude později dále pojednáno v podrobnější míře.



Obr. 1.3: Základní struktura RDAC registru digitálního potenciometru AD5242 včetně zjednodušeného modelu rezistorové sítě.

1.4 Základní typy použitých aproximací přenosové funkce

Jelikož cílem tohoto projektu není pouhá realizace laděného filtru u kterého zůstává konstantní tvar modulové charakteristiky, ale je vhodné také změnou zesílení aktivního prvku měnit typ aproximace, budou nyní stručně popsány vlastnosti v praxi nejčastěji používaných základních variant aproximací vyhovujících běžným požadavkům [2]. Na tyto druhy aproximací bude také při návrhu zaměřena největší pozornost.

Butterworthova aproximace patří mezi nejpoužívanější. Pomocí této aproximace můžeme vytvořit filtry s maximálně plochou amplitudovou frekvenční charakteristikou v propustném pásmu. Přechodová charakteristika se vyznačuje rychlým čelem impulzu a mírným překmitem. Významnou vlastností Butterworthova filtru je průsečík amplitudových frekvenčních charakteristik libovolného řádu, ale stejné frekvence zlomu f_0 , který nastává při útlumu -3 dB. Butterworthův filtr je nejčastěji používaný filtr pro oblast regulační techniky.

Čebyševova aproximace umožňuje dosáhnout nejstrmější charakteristiky v přechodném pásmu s velkým potlačením přenosu v nepropustném pásmu. Realizované filtry jsou pak popsány přenosem v jehož jmenovateli jsou koeficienty charakteristického Čebyševova polynomu. Výhodou těchto filtrů je fakt, že strmost filtru v blízkém okolí frekvence zlomu je vyšší než odpovídá řádu aproximace. Cenou za tuto příznivou vlastnost, která může vést ke snižování řádu filtru je zvlnění frekvenční charakteristiky v propustném pásmu. Toto zvlnění je tím větší, čím je vyšší počáteční strmost charakteristiky v nepropustném pásmu.

Besselova aproximace je charakteristická téměř konstantním skupinovým zpožděním v propustném pásmu a přechodovou charakteristikou téměř bez překmitu. Často se filtry realizované pomocí této aproximace používají v telekomunikační technice. Amplitudová charakteristika v nepropustném pásmu je velmi plochá. Průběh přechodové charakteristiky je charakterizován pomalým nárůstem čela bez překmitu.

1.5 Analýza parametrů obvodu

V prvním případě lze navázat na výše uvedený **obr. 1.2** s tím, že bude uvažováno jednotkové zesílení zesilovače. Bude tedy platit $R_4 = \infty$, $R_3 = 0$. Tento druh zapojení se v souvislosti s možnostmi řízení parametrů filtrů pomocí digitálního potenciometru vyskytuje v mnoha ukázkových aplikacích. Zvolme návrhovou variantu, u které je možné použít „libovolné“ hodnoty součástek. V tab.1.1 je možné vidět konkrétní hodnoty součástek pro navržené zapojení, kde vhodnou volbou rozdílných hodnot kapacit, které však již zůstávají po celou dobu simulace konstantní, je možné určitými poměry hodnot mezi rezistory R_1 a R_2 dosáhnout na určitém mezním kmitočtu tří různých typů aproximací přenosové funkce. jedná se konkrétně o Butterworthovu, Besselovu a Čebyševovu aproximaci. Dá se tedy říct, že pomocí vhodně zvolených hodnot odporů R_1 a R_2 měníme v jisté míře činitel jakosti (tedy zvlnění a strmost modulové charakteristiky) nikoliv však zesílení obvodu. Hodnoty odporů v závorce odpovídají nejbližší možné pozici dvoukanálového digitálního potenciometru, jehož nominální hodnota je 100 kΩ a disponuje 256 možnými přeladitelnými pozicemi.

K hodnotám uvedeným v tab.1.1 je možné dojít pomocí následujícího rozboru přenosové funkce daného zapojení, která má tento tvar dle [2]

$$K(p) = \frac{1/(R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2)}{p^2 + p(R_1 + R_2)/(C_2 \cdot R_1 \cdot R_2) + 1/(R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2)} = \frac{\omega_{02}^2}{p^2 + p \cdot \omega_{02} / Q + \omega_{02}^2} \quad (1.4)$$

Pokud uvažujeme libovolné hodnoty součástek platí následující vztahy [2]

$$\omega_{02}^2 = \frac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}, \quad (1.5)$$

$$\alpha_{02} = \frac{1}{Q} = \frac{2 \cdot \left(\frac{C_2}{C_1}\right)}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{C_2}{C_1}\right)}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{R_1 \cdot C_2}{R_2 \cdot C_1}}. \quad (1.6)$$

Aby bylo možné k návrhu požadované aproximace použít koeficienty pro dílčí funkce je nutné porovnat vztah 1.4 se vztahem 1.7, kde pro požadované ω_0 nabývají dílčí funkce dle [5] tvaru a zároveň tedy dostáváme

$$\frac{b_k \cdot \omega_0^2}{p^2 + a_k \cdot \omega_0 \cdot p + b_k \cdot \omega_0^2}, \quad (1.7)$$

$$\omega_{02}^2 = b_k \cdot \omega_0^2, \quad \alpha_{02} \cdot \omega_{02} = a_k \cdot \omega_0, \quad (1.8)$$

kde platnost výrazu ω_0 je vztažena na celý filtr a výraz ω_{02} platí pro dílčí realizaci 2.řádu.

Nyní je možné dosadit do výše uvedených rovnic vztahy 1.5 a 1.6 dostáváme

$$\frac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} = b_k \cdot \omega_0^2, \quad (1.9)$$

$$2 \cdot \sqrt{\frac{R_1 \cdot C_2}{R_2 \cdot C_1}} \cdot \frac{1}{\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}} = a_k \cdot \omega_0. \quad (1.10)$$

Dále lze vyjádřit z druhé rovnice člen R_2 a dosadit jej do první rovnice, čímž získáme vztah také pro člen R_1 . S pomocí těchto vztahů je možné pomocí příslušných koeficientů jednotlivých aproximací a volbou hodnot kapacitorů určit hodnoty odporů pro nastavení aproximací dostáváme tedy

$$R_2 = \frac{2}{C_1 \cdot a_k \cdot \omega_0}, \quad R_1 = \frac{a_k}{2 \cdot C_2 \cdot b_k \cdot \omega_0}. \quad (1.11)$$

Využití těchto vztahů v praxi je možné vidět na tomto příkladě, kde např. pro Butterworthovu aproximaci jsou koeficienty $a_1 = 1,414$ a $b_1 = 1,000$ dle [5] a při volbě kapacit kondenzátorů uvedených v **tab. 1.1** dostáváme po dosazení do vztahu 1.11 hodnoty rezistorů $R_1 = 3750 \, \Omega$ a $R_2 = 51162 \, \Omega$. Pro Butterworthovu aproximaci tak platí $f_m = f_0$ a proto je možné bez obav dosazovat přímo zvolenou hodnotu mezního kmitočtu f_m pro pokles o 3 dB.

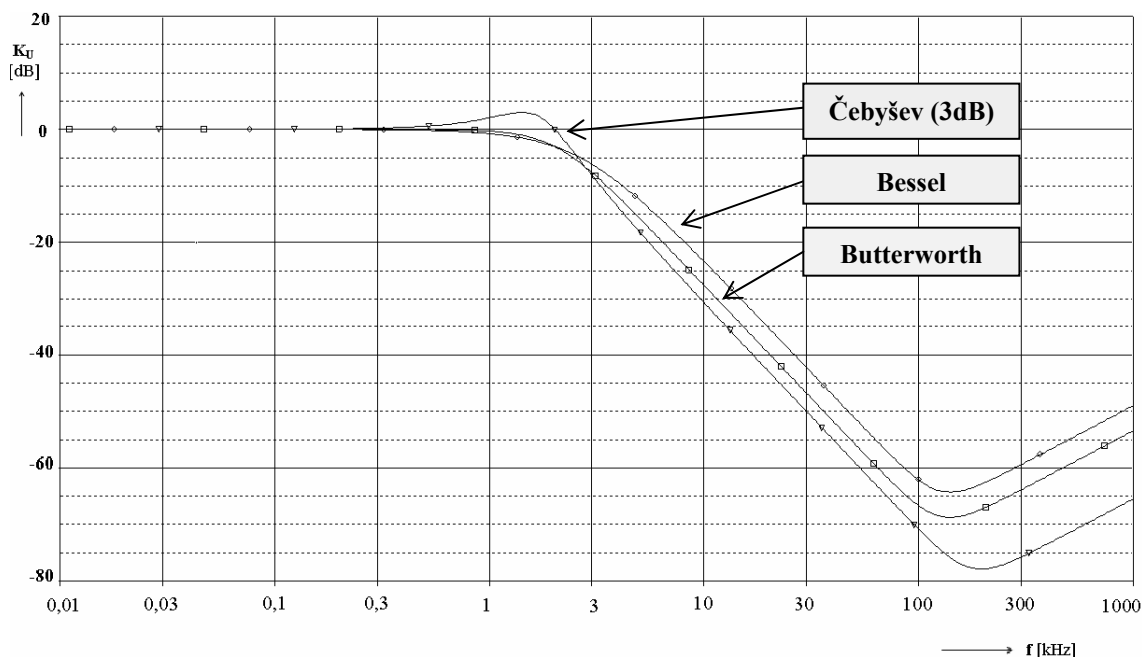
Při výpočtu pro jiné aproximace je nutné respektovat vztahy mezi mezní frekvencí f_m a charakteristickou frekvencí f_0 (jedná se o frekvenci udávanou v aproximačních vztazích pro požadovaný filtr). Platí tedy

$$f_m = f_0 \cdot k_n. \quad (1.12)$$

Z **tab.** dle [5] je $k_2 = 1,36$. Nyní je možné již opět využít vztahu 1.11 a dostáváme tedy pro koeficienty příslušné aproximace $a_1 = 3,000$ a $b_1 = 3,000$ následující hodnoty rezistorů R_1 a R_2 rovněž uvedené v tabulce níže.

Tab. 1.1: Výsledné hodnoty součástek použité pro simulaci filtru DP-SK 2.řádu

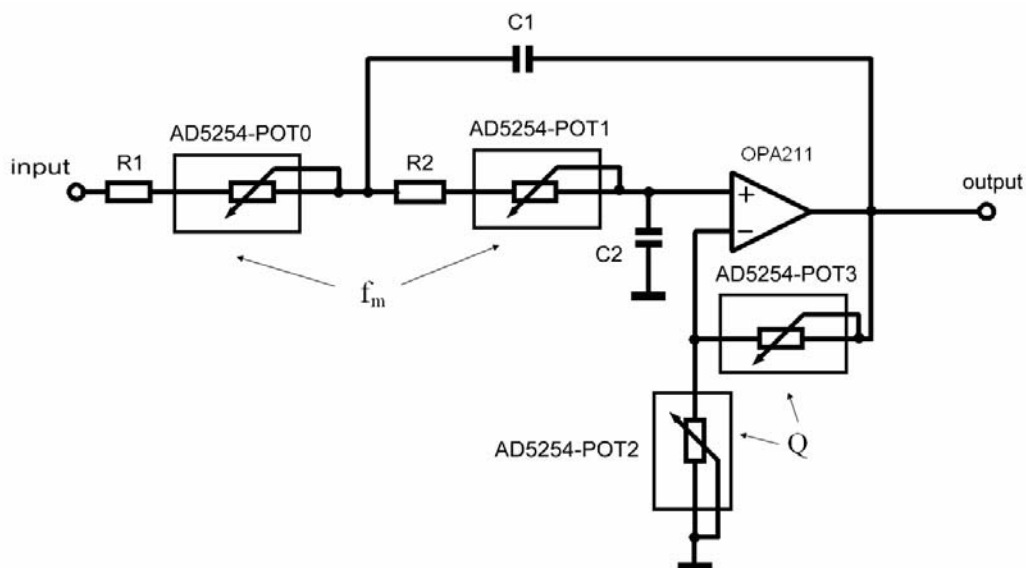
| Kmitočet $f_0 = 2000 \, \text{Hz}$ | | | |
|------------------------------------|---------------------------|---------------------------|---|
| Typ aproximace | Hodnota rezistoru | | Hodnoty kapacit |
| | $R_1 \, [\text{k}\Omega]$ | $R_2 \, [\text{k}\Omega]$ | |
| Butterworth | 3,75 (3,62) | 51,62 (51,29) | $C_1 = 2,2 \, \text{nF}$, $C_2 = 15 \, \text{nF}$ |
| Bessel | 3,61 (3,62) | 32,80 (32,90) | |
| Čebyšev (zvlnění 3dB) | 17,19 (17,28) | 15,63 (15,72) | |



Obr. 1.4: Výsledná simulace laděné dolní propusti pro vybrané aproximace

Z uvedené možné varianty řešení je na první pohled patrné, že bude nutné zajistit v dostatečné míře souběžnou změnu hodnot odporů avšak různých hodnot, abychom dodrželi jejich dané poměry. Dá se říct, že takový druh obvodu přímo nahrává možnostem řízení pomocí digitálních potenciometrů. Požadavek řízení je však snazší řešit v případě souběžného řízení shodných hodnot odporů, neboť u obvodů s jedním aktivním prvkem dochází k značnému zvýšení vlivu parazitních prvků v závislosti na zvětšujícím se poměru hodnot prvků. Laděním filtru s rozdílnými hodnotami odporů se řešení úlohy stává zbytečně komplikovanější, protože vždy bude jeden z dvojice rezistorů R_1 a R_2 , který má vyšší odpor citlivěji reagovat na parazitní kapacity, což jak bude ukázáno dále, je u digitálních potenciometrů jeden z hlavních omezujících faktorů.

Daleko schůdnější je varianta, kdy budeme uvažovat stejné hodnoty součástek tedy $R_1 = R_3$ resp. $P_1 = P_3$ a jistá hodnota Q bude nastavena poměrem hodnot kondenzátorů. V tomto případě uvažujeme také $C_2 = C_4$. V případě potřeby dostavení hodnoty Q v menším rozsahu je využito zapojení umožňující dosáhnout zesílení $A < 3$. U této varianty je typická velká citlivost na přesnou hodnotu A , která výraznou měrou ovlivňuje hodnotu činitele jakosti Q a typ aproximace. Důležitou roli zde hrají i rezistory R_3 resp. P_3 a R_4 resp. P_4 . Pomocí těchto prvků je možné realizovat změnu zesílení v závislosti na hodnotě Q . Podobná pravidla platí i pro změnu f_m viz podkapitola 1.3. Jelikož se ve výsledném návrhu uvažuje možnost ladění všech čtyř rezistorů jako na **obr. 1.5**, je možné si zvolit jakým způsobem dosáhneme naladění výsledných aproximací. V **tab. 1.2** jsou uvedeny hodnoty rezistorů R_3 a R_4 včetně přibližných číselných pozic digitálních potenciometrů. Je zřejmé, že se uvažuje změna obou hodnot, tím je možné dosáhnout menšího rozptylu a poměru součástek. Pro porovnání lze uvést, že pokud bychom např. ladili jen rezistor R_3 vůči konstantní hodnotě rezistoru $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, bude nutné využít až polovinu rozsahu digitálního potenciometru, což při použití obvodu na vyšších frekvencích může zbytečně degradovat laditelnost filtru.



Obr. 1.5: Možnosti přeladění parametrů f_m a Q u dolní propust Sallen-Key řízené čtyřkanálovým digitálním potenciometrem

V literatuře [2] je uvedena tabulka pro normované koeficienty aproximací bez nulových bodů přenosu. Přehled hodnoty koeficientu Q a zesílení A pro danou aproximaci je uveden v **tab. 1.2**. Pomocí těchto koeficientů je možné dle následujícího rozboru realizovat příslušnou aproximaci změnou zesílení aktivního prvku.

Zvolená návrhová varianta uvažuje zesílení $A > 1$, proto poměr rezistorů R_4 / R_3 musí odpovídat hodnotě $A - 1$. Ze vztahu 1.2 lze tak po dosazení $A - 1$ za tento poměr rezistorů a uvažováním $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$ odvodit následujícím způsobem vztah

$$Q = \frac{\sqrt{\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{C_2}{C_1}\right)}}{\left(\frac{C_2}{C_1}\right) \cdot \left[1 - \left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot (A - 1)\right] + 1}, \quad (1.13)$$

$$Q = \frac{\sqrt{1}}{1 \cdot [2 - A] + 1}, \quad (1.14)$$

$$A = 3 - \frac{1}{Q}. \quad (1.15)$$

Nyní je možné přistoupit k výpočtu hodnot příslušných rezistorů R_3 a R_4 uvedených v **tab. 1.2** níže. Následující postup zaručuje minimální rozptyl hodnot těchto dvou rezistorů pro dosažení žádané aproximace. Navíc je výpočet uzpůsoben tak, aby bylo možné využít nejen potenciometry s nominální hodnotou 10 kΩ, ale také potenciometry s poměrně nižší hodnotou. Což je výhodné nejen z důvodu možnosti přesnějšího doladění požadované odporové hodnoty, ale také z důvodu dosažitelnosti maximální pracovní frekvence. Dostupné jsou tak např. digitální potenciometry s nominální hodnotou 5 kΩ a také 2,5 kΩ, které nám můžou zaručit laditelnost až do frekvence cca 2 MHz i více. Za všechny jmenujme typ AD5243 [6] (2,5 kΩ), který má deklarovanou hodnotu pracovní frekvence kolem 5 MHz pro využití poloviny svého rozsahu. Je tedy možné již předem předpokládat, že při využití tohoto digitálního potenciometru bude zaručena spolehlivá přeladitelnost v pásmu nad 1 MHz i více pro většinu požadovaných aproximací. Můžeme tedy vyjít z následujících vztahů dle [2]

$$R_3 = \frac{R}{\sqrt{\gamma}}, \quad R_4 = R \cdot \sqrt{\gamma}, \quad (1.16)$$

kde R představuje volenou střední hodnotu odporu a γ zastupuje poměr odporů R_4 / R_3 .

Za konstantu R tak s ohledem na výše psané dosadíme hodnotu $1 \cdot 10^3$. Hodnotu proměnné γ lze pak určit s využitím vztahu 1.15 podle následujícího vztahu

$$\gamma = \frac{R_4}{R_3} = A - 1 \Rightarrow \gamma = 2 - \frac{1}{Q}. \quad (1.17)$$

Tab. 1.2: Přehled hodnot zesílení K a činitele jakosti Q pro různé aproximace

| Aproximace | Q [-] | A [-] | R3 [Ω] | R4 [Ω] |
|--------------------------|----------|-------|-----------|-----------|
| Kritické tlumení | 0,5 | 1 | - | - |
| Bessel | 0,5773 | 1,27 | 1934 (50) | 517 (12) |
| Bessel-Butterworth | 0,6382 | 1,43 | 1519 (39) | 655 (16) |
| Butterworth | 0,7071 | 1,59 | 1307 (34) | 766 (20) |
| Čebyšev (zvlnění 0,1 dB) | 0,7674 | 1,7 | 1197 (32) | 837 (22) |
| Čebyšev (zvlnění 0,2 dB) | 0,7966 | 1,75 | 1159 (30) | 866 (22) |
| Čebyšev (zvlnění 0,5 dB) | 0,8637 | 1,84 | 1089 (28) | 917 (24) |
| Čebyšev (zvlnění 1 dB) | 0,9565 | 1,96 | 1024 (26) | 975 (25) |
| Čebyšev (zvlnění 2dB) | 1,1286 | 2,11 | 948 (24) | 1054 (27) |
| Čebyšev (zvlnění 3dB) | 1,3047 | 2,23 | 900 (23) | 1109 (28) |
| Nestabilní obvod | ∞ | 3 | - | - |

2 VÝSLEDNÉ OBVODOVÉ ZAPOJENÍ

Tato kapitola je zaměřená na výsledný návrh zapojení filtru typu dolní propust. Pomocí vhodně zvolených simulací bude diskutována využitelnost obvodu i v pásmech kmitočtu nad 1 MHz.

2.1 Návrh a volba vhodných typů součástek

Pro realizaci obvodu umožňujícího změnou zesílení měnit typ aproximace s využitím poznatků z podkapitoly 1.5 je možné uvažovat následující výchozí vstupní parametry návrhu:

- rezonanční (střední) kmitočet $f_0 = 500 \text{ kHz}$ (při Butterworthově aproximaci $f_0 = f_m$)
- přenos v propustném pásmu $K = A = 1,6$
- činitel jakosti $Q = 0,707$

Při uvažované možnosti využít čtyřkanálový digitální potenciometr je výhodné řídit poměr rezistorů R_4 a R_3 nastavováním obou těchto prvků. Výchozí hodnoty ve formě číselných pozic lze také nastavit dle **tab. 1.2**. Dalším důležitým parametrem, kterým je nutné se při návrhu řídit je hodnota tranzitního kmitočtu f_T . S ohledem na tento parametr je nutné pak také zvolit vhodný operační zesilovač s dostatečně vysokou hodnotou tranzitního kmitočtu. Platí tedy dle [2] s uvažováním maximální hodnoty parametru činitele jakosti $Q = 2$

$$f_T \geq 20 \cdot f_0 \cdot \sqrt{3 \cdot Q},$$

$$f_T \geq 20 \cdot 500 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{3 \cdot 2},$$

$$f_T \geq \underline{25 \text{ MHz}}. \quad (2.1)$$

2.1.1 Volba aktivního prvku

Je zřejmé, že zde nevystačíme s použitím běžných operačních zesilovačů např. od společnosti Texas Instrument oblíbené řady TL08x, u kterých se velikost tranzitního kmitočtu pohybuje kolem hodnoty $f_T = 4 \text{ MHz}$. Navíc vezmeme-li v úvahu, že bude možné v navrhovaném zapojení měnit mezní kmitočet f_m až k hodnotě 1,4 MHz je nutné, aby byl dodržen poměr f_m / f_T^* pokud možno v dolní hranici běžně udávaného rozsahu 0,001 až 0,1.

Pro realizaci na vyšších kmitočtech je možné vybírat z více druhů zesilovačů. Zajímavou alternativou je použití transimpedančního zesilovače AD844 [7] s tranzitním kmitočtem $f_T = 60 \text{ MHz}$. Podrobnější popis včetně využití k návrhu dolní propusti 2.řádu je možné nalézt v literatuře [8]. Použitím zemněného potenciometru připojeného k nízkoimpedanční vstupní svorce (-) můžeme docílit obdobného chování obvodu jako na **obr. 1.5**, kdy dochází k nastavování činitele jakosti v závislosti na změně přenosu celého obvodu.

*) Největší parazitní vliv na filtry 2. řádu má kombinace hodnot tranzitního kmitočtu a výstupního odporu R_o . Se vzrůstajícím kmitočtem f_0 , který se blíží až hodnotě f_T tento efekt výrazně narůstá. Proto je nutné pro ohodnocení vlivu OZ na ARC filtry 2. řádu uvažovat poměr f_0 / f_T [2].

Ladění takového obvodu však přináší další zbytečné komplikace v podobě nemožnosti změny mezního kmitočtu filtru bez vlivu na činitel jakosti pouhým souběžným laděním dvou rezistorů. Navíc se ukazuje, že vhodnou volbou operačního zesilovače s napětěovou zpětnou vazbou lze dojít k podobným a někdy i dokonce lepším vlastnostem v chování obvodu. Pro výslednou realizaci tak bude voleno z následujících operačních zesilovačů. Operační zesilovač AD826 [9] ($GBW = 50$ MHz) nebo OPA211 [10] ($GBW = 45$ MHz). Oba dva typy jsou stabilní při jednotkovém zesílení.

2.1.2 Návrh optimálních hodnot pasivních prvků

Nyní je možné navrhnout hodnoty zbývajících diskrétních součástí resp. pro digitální potenciometru vhodné čísla jejich pozic. Vodítkem pro určení hodnoty kapacit kondenzátorů je následující vztah [2]

$$C = \frac{1 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{f_0}}. \quad (2.2)$$

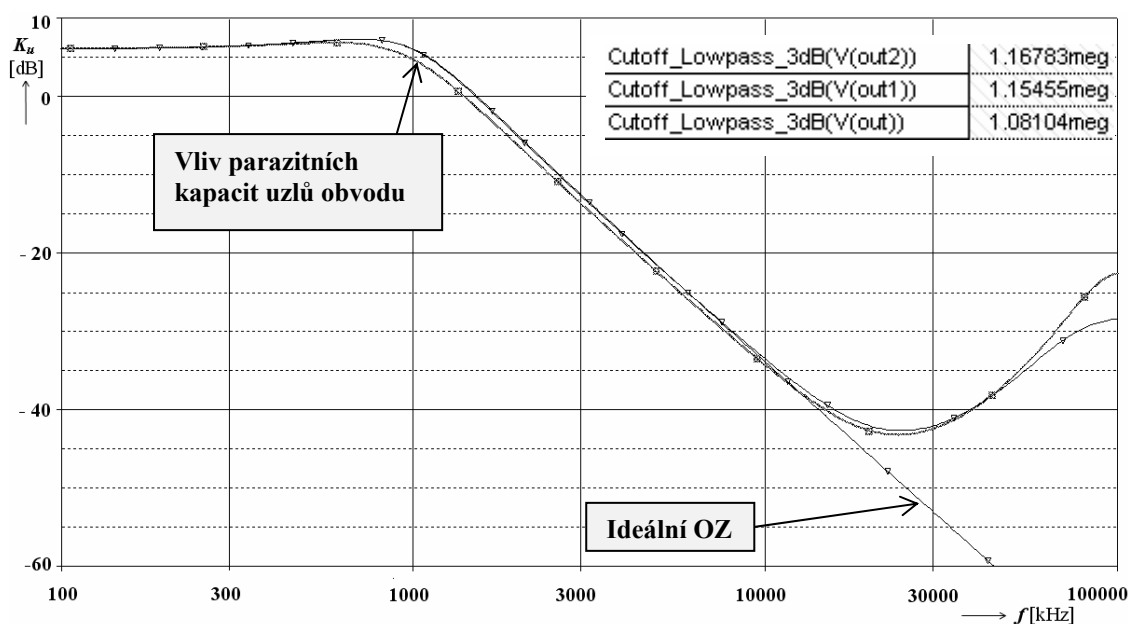
Výsledkem jsou po dosazení středního kmitočtu $f_0 = 500$ kHz hodnoty kapacit kondenzátorů $C_1 = C_2 = 150$ pF. S ohledem na [11] budou před potenciometry P_1 a P_2 zařazeny pevné rezistory oba dva hodnotách 470Ω . Tím je možné uvažovat minimální nastavitelný odpor včetně odporu jezdce $R_{min} = 470 + 40 = 510 \Omega$ a pro uvažovaný maximální nastavitelný kmitočet navrhovaného filtru $f_{0max} = 1,4$ MHz tomu odpovídají podle následujícího vztahu kapacity

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot R} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1,4 \cdot 10^6 \cdot 510} = 222 \text{ pF} \Rightarrow 220 \text{ pF}. \quad (2.3)$$

Hodnoty vypočtených kapacit dosahují již poměrně malých hodnot, které odpovídají násobkům jen několika desítek hodnot parazitních kapacit. Hodnota parazitních kapacit se obecně pohybuje v jednotkách pikofarad. Při praktickém měření digitálního potenciometru se však ukazují na vyšších frekvencích jako reálné u tohoto obvodu spíše parazitní kapacity desítky pikofarad viz kapitola 6. Praktické testování dále ukázalo, že hodnotu vypočtené pracovní kapacity $C = 220$ pF lze považovat za mezní. Je tedy nutné ve výsledném návrhu obvodu s touto skutečností počítat a velikost kapacit při případných problémech s realizací stabilního obvodu dodatečně zvýšit. Navržený filtr je teoreticky přeladitelný v rozsahu frekvencí od 70 kHz do 1,4 MHz.

2.2 Simulace a testování obvodu

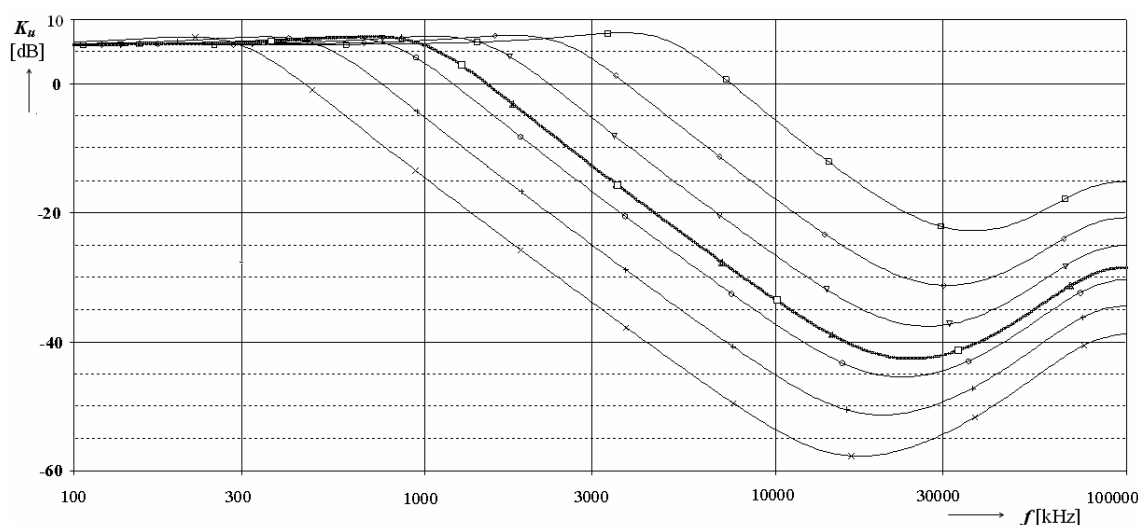
Na následujícím **obr. 2.1** je možné pozorovat, jak se změnil tvar modulové charakteristiky v propustném pásmu, pokud budeme uvažovat parazitní kapacity všech uzlů v obvodu $C_p = 5$ pF. Pro simulaci jsou použity všechny výše vypočtené hodnoty součástek a také model operačního zesilovače OPA211 [10], který bude využit k výsledné realizaci obvodu. Hodnota zesílení obvodu je nastavena pomocí rezistorů R_3 a R_4 na $K = A = 2$, což odpovídá zvlnění charakteristiky v propustném pásmu cca 1 dB. Byla uvažována hodnota středního kmitočtu $f_0 = 1$ MHz.



Obr. 2.1: Vliv reálného OZ a parazitních kapacit na navrhovaný obvod

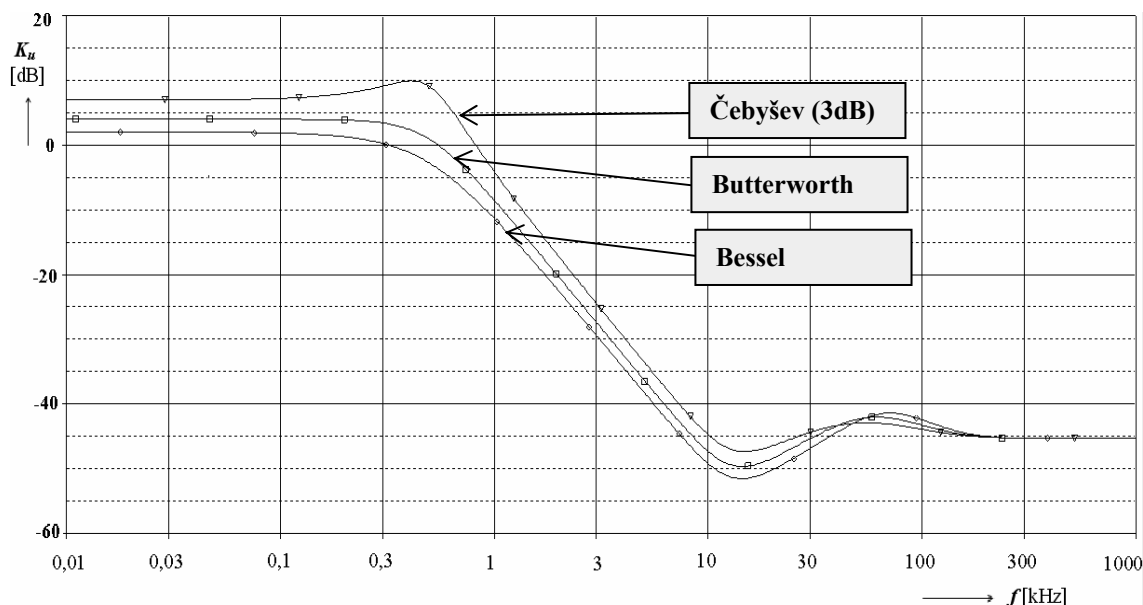
Ze simulace je na první pohled zřejmé, že není možné při realizaci filtrů ARC v kmitočtovém pásmu blízkém se nebo překračujícím hodnotu 1 MHz opomenout parazitní projevy reálných prvků. Hodnoty udávané v okně nad charakteristikami udávají velikost mezního kmitočtu f_m pro pokles o 3 dB. První udávaná hodnota mezního kmitočtu odpovídá simulaci s ideálním operačním zesilovačem. Následující hodnota postihuje vliv reálného operačního zesilovače. Je vidět, že samotný operační zesilovač nemá na obvod takový parazitní vliv jako parazitní kapacity a celkově veškeré parazitní vlivy v celém obvodu. Vlivu parazitních kapacit uzlů obvodu odpovídá poslední ze zobrazovaných hodnot mezního kmitočtu.

V další simulaci navrženého obvodu na **obr. 2.2** je možné pozorovat poměrně významný vliv parazitní nuly přenosu v modulové charakteristice filtru, která se projevuje především na vyšších kmitočtech překračujících hranici 1 MHz. Je tedy zřejmé, že pouhá volba vhodného OZ s dostatečně velkým tranzitním kmitočtem nezajistí minimalizaci parazitních projevů v obvodu. Tučně zvýrazněná charakteristika odpovídá naladění filtru pro mezní frekvenci $f_m = 1$ MHz.



Obr. 2.2: Projev parazitní nuly přenosu u filtru Sallen-Key

Z výše uvedených simulací je pro realizaci výsledného obvodu možné udělat několik předběžných závěrů. Parazitní vlivy se budou hlavně projevovat na snížení rezonančního (mezního) kmitočtu a vznikem parazitní nuly přenosu. Parazitní vliv na změnu hodnoty Q v našem uvažovaném pracovním kmitočtovém pásmu filtru cca od 70 kHz do 1,4 MHz je poměrně ještě malý. Při samotném návrhu je nutné se také řídit diskuzí provedenou v podkapitole 3.3 věnující se limitujícím faktorům projevujících se u digitálních potenciometrů. Na následujícím **obr. 2.3** je uvedeno dosažení změny aproximace se změnou zesílení aktivního prvku a tedy i celého přenosu obvodu uvedeného na **obr. 1.5**.



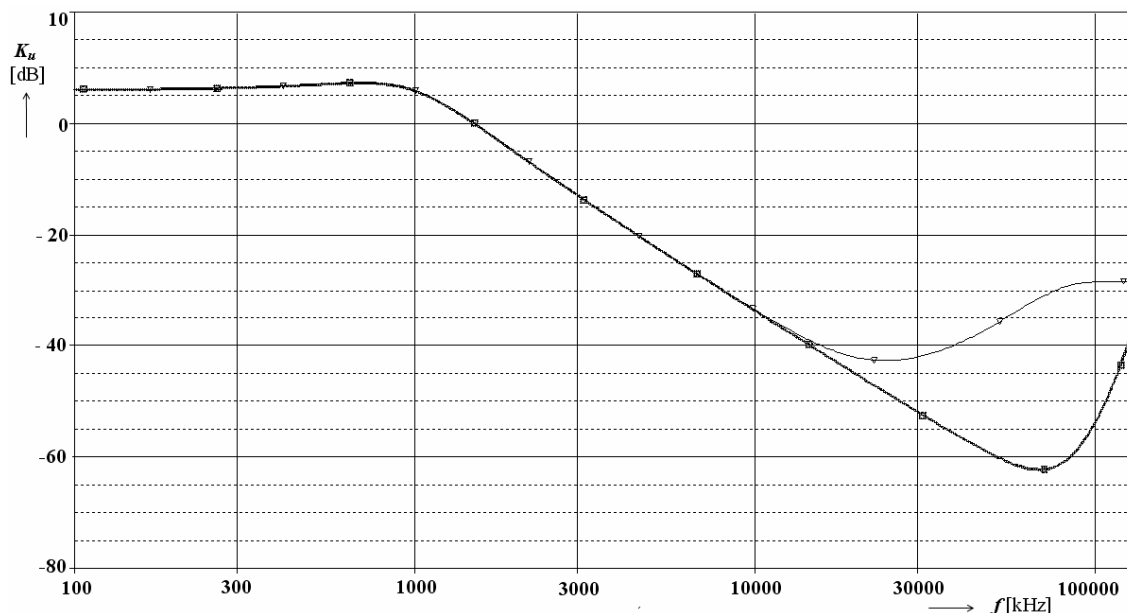
Obr. 2.3: Výsledné ladění aproximací dle **tab. 2** pro oba typy obvodu, kde vrchní simulace představuje modifikovaný obvod

2.3 Optimalizace obvodu na vyšších frekvencích

Návrhů jak zoptimalizovat zapojení filtru dolní propust pro vyšší frekvence je celá řada a lze se odkázat na [2]. Do výše uvedeného zapojení je možné vřadit druhý zesilovač mezi rezistory resp. potenciometry P_2 a P_1 . Vznikne tak zapojení představujícího spojení invertujícího integrátoru a neinvertujícího integrátoru s jednotkovým zesílením. Což jsou základní stavební bloky pro tzv. Univerzální filtry (State Variable Filter). Můžeme tak vhodným laděním všech tří rezistorů dosáhnout velmi přesné nastavení požadovaných parametrů dolní propusti s minimálním vlivem parazitních jevů. Tímto se vztah pro činitel jakosti změnil do následujícího tvaru 3.4 a pro určení mezního kmitočtu je možné vycházet ze vztahu 2.1, neboť veškeré číslování jednotlivých prvků je shodné.

$$Q = \sqrt{\frac{R_2 \cdot C_2}{R_1 \cdot C_1}} \quad (2.4)$$

Ze vztahu 2.4 je zřejmé, že je možné zvyšovat hodnotu Q změnou poměru obou typů prvků tedy kapacitorů i rezistorů. Navíc není potřebný kvadratický nárůst poměru hodnot jednoho z typu prvků, ale lineární nárůst poměru hodnot obou typů prvků což je pro realizaci s digitálními potenciometry velmi výhodné. Tato i další modifikace využívají již dva a více aktivních prvků a lze je doporučit pro návrh dolních propustí, kde se uvažuje převážně činnost na kmitočtech nad 1 MHz.



Obr. 2.4: Porovnání modulových charakteristik obou typů zapojení filtrů pro stejný mezní kmitočet pro pokles o 3 dB

Z obr. 2.4 je možné vidět, že pro dosažení patřičného mezního kmitočtu pásma potlačení přenosu dolní propusti f_P se lepší vlastnosti obvodu projeví už při návrzích pro nižší frekvence (viz. tučná přenosová charakteristika). Rozhodujícím faktorem pro použití konkrétního obvodového řešení tak bude požadavek na kmitočet f_P a maximální přenos v nepropustném pásmu K_{POT} .

Avšak při porovnání obou typů zapojení z hlediska vlivu parazitních kapacit na modulovou charakteristiku a z hlediska citlivostní analýzy (provedené konkrétně na změnu mezního kmitočtu $f_{m3dB} = 1$ MHz) je výhodné s ohledem na použití při ještě vyšších pracovních frekvencích volit modifikované zapojení, které je vůči parazitním kapacitám výrazně méně citlivější než zapojení Sallen-Key a také citlivostní analýza jejíž výřez je uveden na **obr. 2.5** vypovídá ve prospěch druhého obvodu, neboť při stejné zvolené toleranci pasivních prvků 5% dojde u modifikovaného zapojení přibližně o ± 20 kHz menším odchylkám než u prvního obvodu.

| Measurement | Original | Min | Max |
|---------------------------------|-----------|-----------|-----------|
| Cutoff_Lowpass_3dB(V(out1)) | 1.1545meg | 1.0712meg | 1.2390meg |
| Cutoff_Lowpass_3dB(V(outkonec)) | 1.1466meg | 1.0819meg | 1.2181meg |

Obr. 2.5: Výsledky numerické citlivostní analýzy pro oba porovnávané obvody (hodnoceným parametrem je změna mezního kmitočtu dolní propusti $f_{m3dB} = 1$ MHz)

2.4 Výsledný obvodový návrh

Pro výslednou realizaci obvodu s digitálními potenciometry je možné s rozmyslem použít buď jeden čtyřkanálový potenciometr nebo je možné v realizaci využít např. čtyři samostatné obvody (tedy potenciometry s jedním kanálem). Jako výhodnější se jeví první varianta, neboť samotné adresování na jednotlivé kanály bude probíhat uvnitř obvodu, je tedy možné hlavní adresaci obvodu pro sběrnici I²C nastavit na 00 což odpovídá připojení obou vstupů na zem. U druhé realizace bude nutné nastavit pro každý obvod externě jinou adresu, čímž se nevyhneme potřebě přivádět pro jednotkové úrovně signálu napájecí napětí, což zbytečně komplikuje tvorbu plošného spoje a umožňuje výskyt dalších rušivých napětí, které mohou pro řídicí úrovně digitálního potenciometru představovat další zdroj nestability.

Všechny kanály digitálního potenciometru jsou pro dosažení maximálních pracovních kmitočtů zapojeny jako reostaty viz. podkapitola 4.3. Ze vztahu 3.3 je možné usoudit, že frekvence f_0 je nepřímě úměrná odporu nastavovaného potenciometru $P_1 = P_2$. Při snižování hodnot tohoto odporu dochází k navýšení kroku nastavované frekvence f_0 , což nemusí být uspokojující při požadavcích kladených na říditelný filtr. Pro dosažení frekvence $f_0 = 1$ MHz je nutné využít asi jen 6 kroků digitálního potenciometru. Což je na jedné straně velice výhodné z hlediska parazitní kapacity jezdece, která v tomto případě dosahuje svého minima a dá se tedy s jistotou určitostí předpokládat, že i když se pohybuje mezní hodnota kmitočtové použitelnosti pro zvolený digitální potenciometr kolem cca 720 kHz pro poloviční využití rozsahu potenciometru nebude při takto malém využití rozsahu potenciometru ani při dvojnásobné hodnotě kmitočtu nabývat takových hodnot, aby znemožňovala korektní činnost obvodu. Na druhou stranu je však rozsah přeladění filtru na těchto vyšších frekvencích výrazně omezen. Rozsah přeladitelnosti samotného filtru je cca 1: 20. Výsledný návrh obvodového zapojení a rozpis použitých součástek je uveden na konci projektu v **příloze A a B**. Je využíváno externího symetrického napájení $\pm 2,5$ V, které by mělo pokrýt jak napájení digitálního potenciometru tak operačního zesilovače. Pro připojení zařízení na vstup a výstup filtru jsou použity BNC konektory (50 Ω).

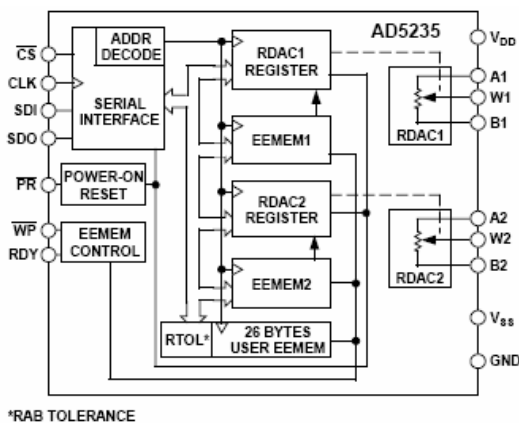
3 DIGITÁLNÍ POTENCIOMETRY

Samotná problematika elektronického přeladování pomocí digitálních potenciometrů není v dnešní době již úplnou novinkou. Dochází však k jejich stále častějšímu pronikání do aplikací, které byly donedávna pouze výsadou mechanických potenciometrů. Ze všech jmenujme např. poměrně velký rozvoj v oblasti hudebního průmyslu.

3.1 Základní struktura a parametry

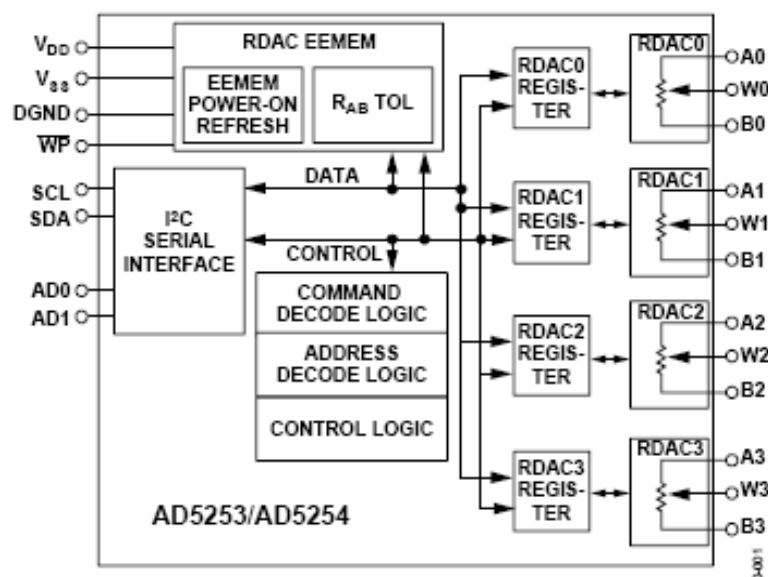
Co se týče spolehlivosti v souvislosti s možnostmi počtu přeladovacích operací je jasným favoritem digitální potenciometr, neboť může garantovat více než 50 000 těchto operací. Zatímco běžně udávané hodnoty u mechanických potenciometrů se pohybují v řádu několik set až několik tisíc těchto operací. Počet možných kroků u současných digitálních potenciometrů se pohybuje od 32 kroků až do 1024 kroků či více (jedná se tedy o mocniny dvou). Potenciometry s nízkým počtem kroků lze využít např. při řízení kontrastu LCD displeje a také ve všech dalších aplikacích, kde dynamický rozsah přeladování není primárním nebo nevyhnutelným požadavkem. Potenciometry s vysokou rozlišovací schopností najdou uplatnění např. v audio aplikacích. Mezi další nesporné výhody digitálních potenciometrů patří také digitální nastavování a absence mechanických částí, která zvyšuje spolehlivost a zamezuje vzniku špatného kontaktu mezi odporovou dráhou a jezdcem. Rovněž náhradou běžných potenciometrů digitálními lze ušetřit místo, neboť jsou vyráběny v pouzdrech jako integrované obvody a můžeme také vyloučit dodatečné prvky pro elektronickou kontrolu nastavení pozic nutné u mechanických potenciometrů.

Základní dělení těchto potenciometrů je obvykle na potenciometry, které svoji nastavenou hodnotu odporu udržují nezávisle na napájecím napětí označované jako nonvolatile (ve své podstatě tedy představují náhradu klasických mechanických potenciometrů). Obsahují tedy paměť pro uložení poslední pozice jezdce nezávislou na napájecím napětí, která se z této paměti načte při zapnutí napájení nebo při aktivaci k tomu určeného vstupu. Podobně probíhá ukládání do paměti, a to buď při vypnutí nebo na základě signálu z vnějšku. Druhou skupinu tvoří potenciometry s pamětí, ale závislou na napájecím napětí. U obou typů je možné provádět jejich řízení pomocí digitálního rozhraní I²C nebo SPI viz **obr. 3.1**, které jsou pro řízení těchto prvků v současné době nejrozšířenější.



Obr. 3.1: Struktura obvodového zapojení digitálního potenciometru AD5235 disponujícího počtem 1024 pozic pro rozhraní SPI [12].

Výrobci nabízejí potenciometry poměrně v širokém rozsahu odporových drah a to 1 k Ω , 2,5 k Ω , 5 k Ω , 10 k Ω , 25 k Ω , 50 k Ω , 100 k Ω , 200 k Ω , 500 k Ω , 1 M Ω . Při řízení výše popsaných filtrů jak bylo již uvedeno je často zapotřebí zajistit souběh hodnot odporů u dvou nebo více potenciometrů. V těchto případech je výhodné použít vícekanálové potenciometry v jednom pouzdře. Vyrábí se dvojité, trojitě i vícenásobné typy. U nich se pohybuje dle katalogových listů vzájemná odchylka velikostí odporů dráhy v řádu jednotek až několika desítek procent. Je tedy nutné dávat pozor na vhodnou volbu tohoto prvku, neboť odchylka mezi odporovými kanály v jednom pouzdře může být klidně i 10 pozic a více pro shodný souběh viz. kapitola 6. Uspořádání digitálního potenciometru se čtyřmi kanály pro rozhraní I²C [13] můžeme vidět na následujícím **obr. 3.2**.



Obr. 3.2 Příklad obvodového uspořádání duálního digitálního potenciometru AD5254 s možností řízení přes sběrnici I²C a možností 256 pozic nastavení.

Jestliže budeme na **obr. 3.2** uvažovat např. N jako celkový počet poloh jezdce, pak mezi vývody A a B je sériově zapojeno N - 1 rezistorů, které tvoří odporovou dráhu viz. také **obr. 1.3**. Jezdec je představován vývodem W. Ten je pomocí elektronických spínačů připojován do rezistorové sítě podle řídicího kódu. Pro aplikace, v nichž stačí měnit velikost odporu jen po nejmenších možných krocích, se vyrábějí potenciometry s řízením "nahoru - dolů" (rozhraní Up / Down). Dvěma tlačítky připojenými přímo k potenciometru se krokově mění poloha jezdce a tak se zvětšuje nebo zmenšuje hodnota odporu. Nejsou tedy potřebné přídavné číslicové obvody pro generování a zavádění digitálního slova po sběrnici. Moderní digitální potenciometry jsou již vybaveny přídavnou pamětí a dalšími pomocnými obvody pro usnadnění vícekanálového přeladování a práci s pamětí.

Nevýhodou digitálních potenciometrů je nezanedbatelný odpor jezdce, způsobený nenulovým odporem sepnutého spínače. Jeho hodnota je téměř nezávislá na poloze jezdce a pohybuje se v desítkách až stovkách ohmů. S touto skutečností je nutné počítat a bude také ještě zmíněna. Pro zpracování signálů obojí polarity, což je případ většiny aktivních filtrů, je třeba použít typ se symetrickým napájením. Následují další specifické parametry těchto obvodů [14].

Absolutní linearita je definována jako rozdíl mezi měřenou hodnotou napětí na běžci potenciometru V_m (měřená) a očekávanou hodnotou tohoto napětí $V_{o\check{c}}$. Je udávána jako část nejmenšího možného kroku (MI). Je možné ji vyjádřit pomocí vzorce

$$AL = \frac{(V_m - V_{o\check{c}})}{MI} . \quad (3.1)$$

Relativní linearita je naměřená chyba mezi dvěma sousedními polohami potenciometru vztažená také k minimálnímu možnému kroku potenciometru. Lze tedy psát

$$RL = \frac{V(n+1) - V(n)}{MI} . \quad (3.2)$$

Hodnota nastavovaného odporu se určuje dle následujícího vztahu, který v sobě zahrnuje i nezanedbatelný odpor jezdce R_W

$$R_{WB}(D) = \frac{D}{256} \cdot R_{AB} + R_W , \quad (3.3)$$

kde D je decimální hodnota pozice, která je obvykle udávána v binárním kódu, R_{AB} nominální odpor mezi koncovými body potenciometru, R_W je odpor jezdce potenciometru a zároveň zahrnuje i odpor vnitřních přepínačů.

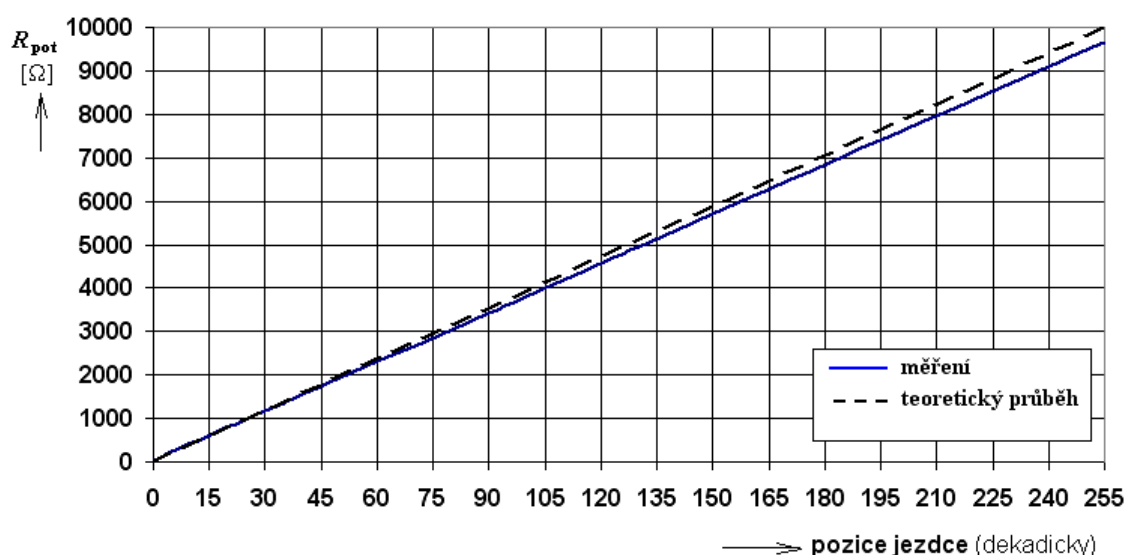
V níže uvedené **tab. 3.1** je možné pozorovat hodnoty odporu vybraných pozic potenciometru, které udává výrobce. Jedná se o hodnoty měřené mezi vývody W a B. Vzhledem k tomu, že výrobci udávají možnou odchylku od tolerance v řádu desítek procent je málo pravděpodobné, že budou tyto hodnoty např. na dvou konkrétních prvcích naměřeny shodné. To představuje jistou komplikaci při realizaci shodně řízených potenciometrů. Výhodou však oproti mechanickým potenciometrům je fakt, že tyto hodnoty jsou během celé životnosti potenciometru stálé a s časem neměnné.

Tab. 3.1 Hodnoty odporu vybraných pozic digitálního potenciometru AD5254 [13]

| D [dec] | R_{WB} [Ω] | Výstupní stav |
|------------|--------------------------|---|
| 255 | 10021 | plná hodnota odporu ($R_{WB}-1\text{LSB}+R_W$) |
| 128 | 5060 | poloviční rozsah odporu |
| 1 | 99 | měření hodnoty odporu první pozice |
| 0 | 60 | odpor měřený při pozici jezdce v krajní nulové poloze |

3.2 Tolerance odporu digitálního potenciometru AD5254

Pro korektní ověření hodnot ve výše uvedené **tab. 3.1** bylo provedeno praktické měření čtyřkanálového potenciometru AD5254 jehož strukturu je možné vidět na **obr.3.2**. Nastavování odporu probíhalo přes USB sběrnici počítače, jejíž signály byly pomocným obvodem upraveny pro komunikaci s rozhraním I²C, kterým disponuje digitální potenciometr. Programové vybavení použité pro samotnou adresaci do obvodu bude popsáno v další kapitole a bylo vytvořeno v programovacím prostředí Borland Delphi 7. Samotné měření bylo provedeno digitálním multimetrem UNIT-71A, který snímal naměřená data do počítače také prostřednictvím sběrnice USB. Následující **obr. 3.3** představuje lineární závislost nastavovaných hodnot odporu na jednotlivých pozicích jezdce, což je výhodné pro modifikovaný obvod zmíněný v podkapitole 2.3.



Obr. 3.3: Naměřená a teoretická závislost odporu potenciometru na nastavovaných pozicích

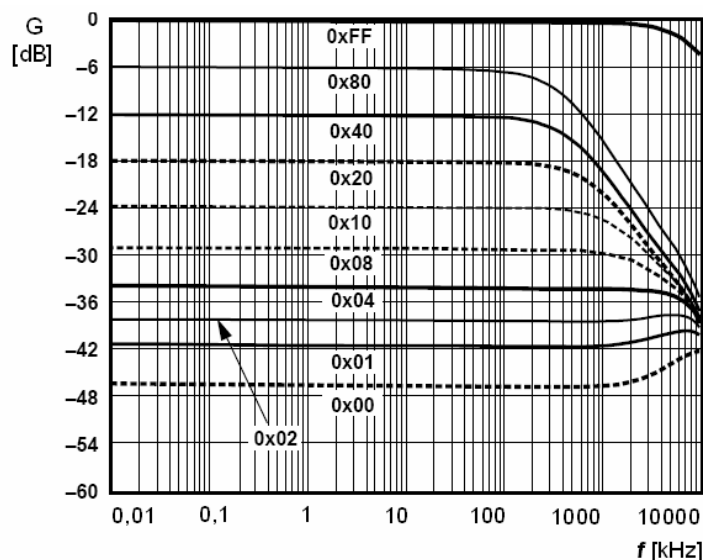
V následující **tab. 3.2** je možné porovnat naměřené (R_{WBn}) a udávané hodnoty (R_{WB}) odporu digitálního potenciometru pro vybrané pozice. Maximální hodnota odporu u digitálního potenciometru s nominální hodnotou 10 kΩ je $R_{max} = 9670 \Omega$, což nepřesahuje toleranci udávanou výrobcem $\pm 30 \%$. Odpor jezdce je $R_w = 40 \Omega$. Typ AD5254 umožňuje tolerance jednotlivých RDAC vyvolat z uložené paměti. Tyto informace jsou vkládány do obvodu při výrobě.

Tab. 3.2: Porovnání naměřených hodnot odporu s hodnotami deklarovanými výrobcem

| D (dec) | R_{WB} [Ω] | R_{WBn} [Ω] | výstupní stav |
|---------|-----------------|------------------|---------------|
| 255 | 10021 | 9670 | plný rozsah |
| 128 | 5060 | 4860 | střed |
| 64 | 2560 | 2450 | 64LSB |
| 1 | 99 | 73 | 1LSB |
| 0 | 60 | 31 | nulový rozsah |

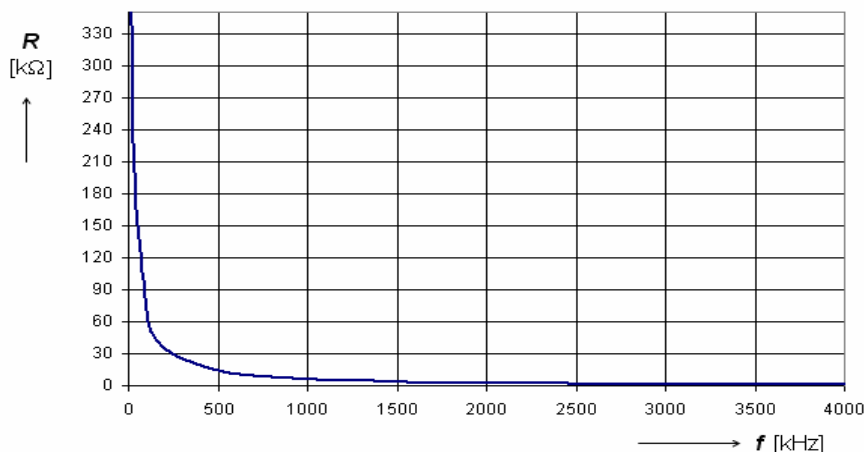
3.3 Limitující faktory

Za hlavní limitující faktor u digitálních potenciometrů je možné považovat jejich použitelnost s ohledem na maximální dosažitelnou frekvenci např. u filtru hodnocená pro pokles o 3 dB. Na **obr. 3.4** je možné pozorovat jak se ze zvyšujícím kmitočtem projevují parazitní vlivy na změnu jednotlivých číselných pozic potenciometru. U digitálního potenciometru AD5254 s nominální hodnotou odporu 10 k Ω se zdá být pro využitelnost celého jeho rozsahu limitujícím kmitočtové pásmo do cca 300 kHz.



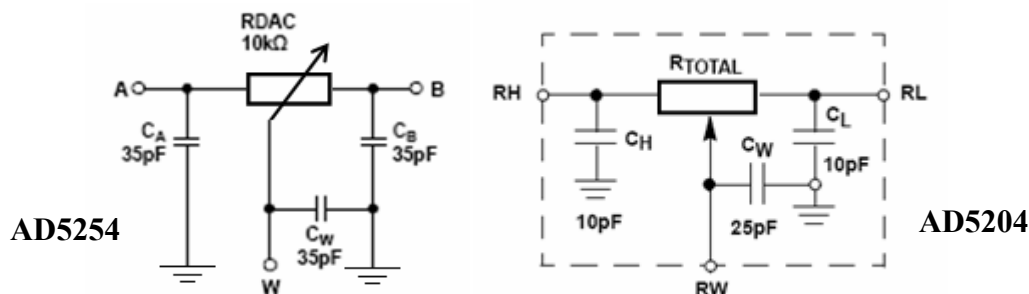
Obr. 3.4 Možnosti potenciometru AD5254 - 10 k Ω z hlediska frekvenčního omezení

Pro běžně udávané nominální hodnoty odporu dostupných digitálních potenciometrů je možné sestavit následující závislost na **obr. 3.5**, která dokumentuje přibližně jejich frekvenční použitelnost. V grafické závislosti jsou postihnuty digitální potenciometry s nominální hodnotou od 1 k Ω do cca 300 k Ω . Nutno však podotknout, že se počítá s plným využitím jejich rozsahu. Dalším faktorem, který ovlivňuje výsledný maximální frekvenční dosah je také počet kanálů v jednom pouzdře a typ zvolené integrace s ohledem na množství integrovaných prvků jako např. další paměť apod.



Obr. 3.5: Závislost nominální hodnoty potenciometru na využitelné frekvenci

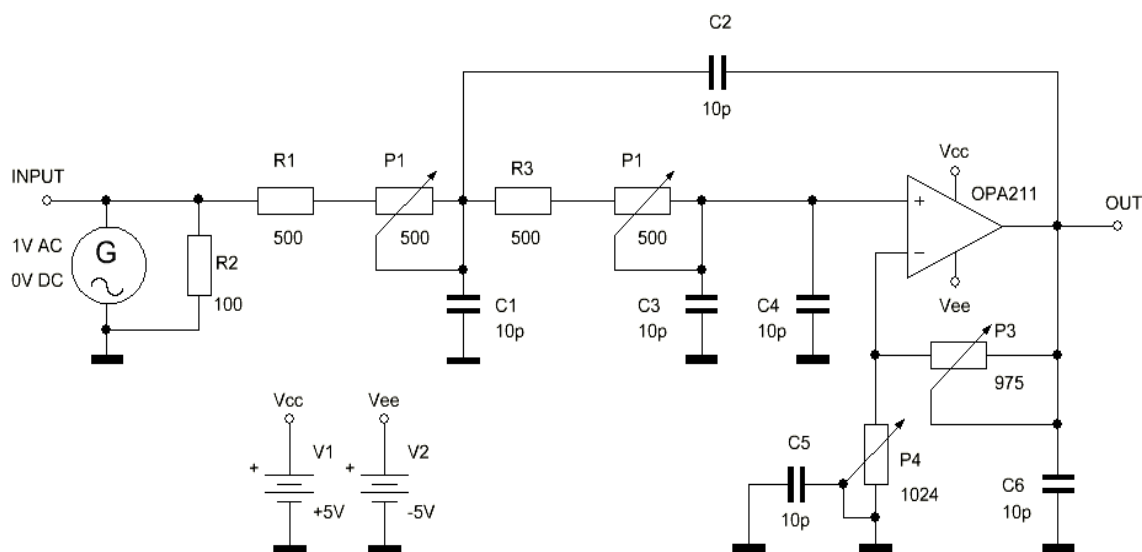
Pro navrženou dolní propust se předpokládá využití digitálních potenciometrů s nominální hodnotou, která činí $10\text{ k}\Omega$ respektive jednoho čtyřkanalového digitálního potenciometru. Využitím celého jejich odporového rozsahu je možné uvažovat dle **obr. 3.5** maximální frekvenční použitelnost do cca 400 kHz . Realizovaná dolní propust ve výsledném přípravku využívá digitální potenciometr AD5204 s rozhraním SPI jež má udávanou hodnotu maximální frekvenční zatížitelnosti 725 kHz pro celý rozsah. Toto frekvenční omezení obecně plyne především z přítomnosti parazitní kapacity jezdcy, která je limitujícím faktorem u všech digitálních potenciometrů. Její aktuální velikost se pohybuje od cca 3 pF a může přesahovat až hodnotu 80 pF a je závislá především na samotné struktuře obvodu a také na počtu dostupných kroků. Ve specifikacích k digitálním potenciometrům je výrobci tato hodnota udávána zároveň s hodnotou frekvence a hodnotou pozice, při které bylo této parazity dosaženo. Obvykle je to při hodnotě 1 MHz nebo 1 kHz na což je nutné při výběru dávat velký pozor. Pro běžné použití digitálních potenciometrů je možné uvažovat např. při nominální hodnotě odporu $10\text{ k}\Omega$ parazitní kapacitu v rozsahu od 3 pF do 10 pF s využitím pracovního napětí cca od 3 V do 5 V a možných kroků od 32 do 256. Při frekvencích blízcím se hodnotě 1 MHz je nutné uvažovat parazitní kapacity již v řádu desítek pF . Pro předběžnou analýzu obvodu pomocí simulace lze vycházet z parazitních modelů na následujícím obrázku, kde uvedené hodnoty parazitních kapacit odpovídají měření při frekvenci signálu 600 kHz a je využita polovina rozsahu digitálního potenciometru. Modely na **obr. 3.6** uvažují, že potenciometr je využit v tzv. „divider módu“ čili jako napěťový dělič. Pokud budeme však potenciometr využívat v tzv. „rheostat módu“ je možné uvažovat celkově nižší hodnoty parazitních kapacit pro jednotlivé parazitní modely.



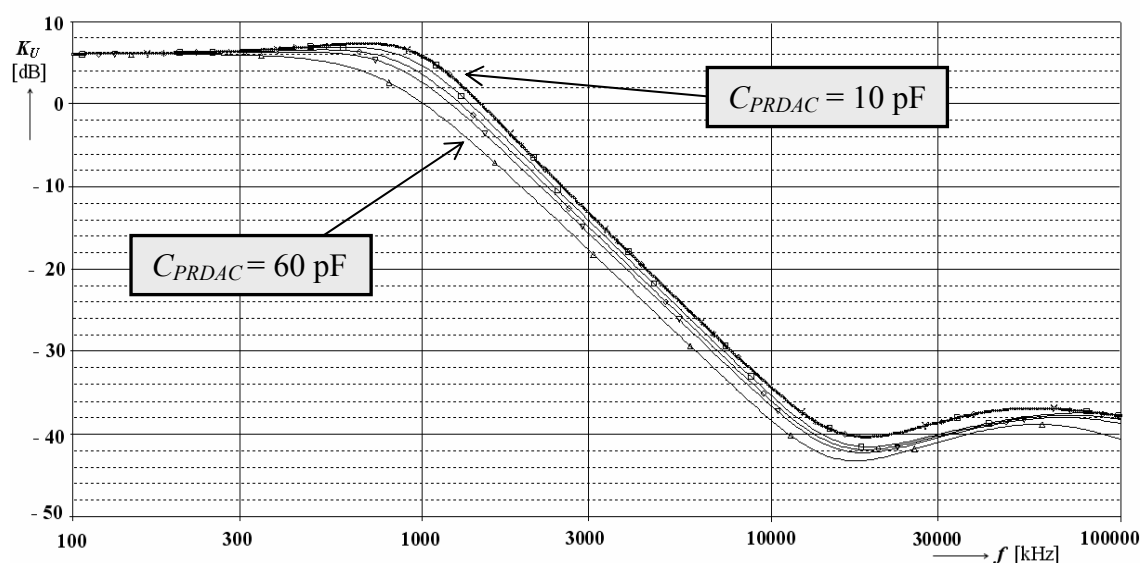
Obr. 3.6: Zjednodušený parazitní model dvou typů čtyř-kanalových digitálních potenciometrů

Navržený filtr lze frekvenčním pásmu přibližně do 700 kHz provozovat s digitálními potenciometry v celém svém rozsahu, protože se nepředpokládá vzrůst parazitní kapacity parazitních kapacit nad 40 pF . Dále pro mezní frekvenci 1 MHz je výchozí hodnota digitálního potenciometru odporu cca $250\text{ }\Omega$ což odpovídá využití asi 3 až 4 % z celého rozsahu $10\text{ k}\Omega$ potenciometru. Takto zredukované využití rozsahu dovoluje dle [11] použití digitálního potenciometru pro šířku frekvenčního pásma (pokles o 3 dB) odpovídající hodnotě cca až 4 MHz . Zvyšováním hodnoty odporů R_1 a R_2 digitálních potenciometrů budeme mezní kmitočet filtru snižovat pod hranici 1 MHz . Při snížení mezního kmitočtu $f_m = 3\text{ dB}$ na cca 500 kHz , což se blíží hraniční hodnotě pro využití celého rozsahu dig. potenciometru udávané výrobcem, bude využito cca 10 % z jeho rozsahu. Dá se tedy předpokládat, že výsledný návrh je dostatečně dimenzovaný proti vzniku nežádoucích parazitních kapacit potenciometru do takové míry, aby výrazně ovlivňovaly samotnou funkčnost součástky a tedy v konečném důsledku i funkčnost celého obvodu v pásmu frekvencí do 1 MHz .

Na následujícím **obr. 3.7** je uveden testovací obvod pro vliv parazitních kapacit vznikajících v digitálních potenciometrech. Ve výsledné simulaci na **obr. 3.8** je možné pozorovat chování obvodu při uvažování parazitních kapacit o velikostech 10 pF, 20pF, 30 pF, 60 pF pro jednotlivé odporové kanály v porovnání s průběhem nezatíženým těmito parazitními vlivy. Z výsledných průběhů se dá tedy očekávat, že dojde k výraznému snížení mezního kmitočtu filtru a činitele jakosti obvodu, což se při praktickém testování potvrdilo. Pro stabilní činnost obvodu je nutné, aby se parazitní kapacita každého z digitálních potenciometrů resp. jednotlivých RDAC pohybovala v rozmezí 10 až 30 pF.



Obr. 3.7 Simulační obvod pro testování vlivu parazitních kapacit digitálního potenciometru na obvod filtr dolní propust s aktuálním nastavením parazitních kapacit $C_p = 10$ pF



Obr. 3.8: Vliv parazitních kapacit na průběh modulové charakteristiky filtru v porovnání s průběhem nezatíženým parazitními vlivy (tučně vyznačen)

3.4 Řízení přes sběrnici I²C a SPI

Samotný program prezentovaný dále i komunikační interface podporuje oba dva typy těchto rozhraní pro komunikaci s digitálními potenciometry. V následující práci je stručně popsána tvorba vysílacího slova pro obě z nich.

3.4.1 Sběrnice I²C

Tento typ sběrnice byl vytvořen firmou Philips Semiconductors původně pro možnost řízení pomocí jednočipových mikroprocesoru podřízené obvody. Sběrnice používá sériovou datovou linku SDA a hodinovou linku SCL. Data a adresy se přenášejí společně jedním hodinovým taktem. Obě linky je možné používat v obou směrech, je nutné je však zapojit na kladné napájecí napětí prostřednictvím tzv. zdvihacích rezistorů. Pomocí jednoho hodinového cyklu je přenesen právě jeden datový bit. Po celou dobu trvání kladného impulsu je nutné, aby data přivedená na linku SDA zůstala neměnná. Mohlo by se totiž stát, že tato případná změna bude vyhodnocena jako řídicí impuls. Protokol sběrnice I²C má řadu přesně definovaných n situací ke správnému zajištění komunikace mezi účastníky.

Klidový stav je indikován pokud jsou obě linky SDA i SCL nastaveny na vysokou úroveň. **Zahájení (start) přenosu** je oznámeno nastavením SDA na nízkou úroveň, přičemž SCL zůstává na vysoké úrovni. **Konec přenosu (stop)** je indikován přejitím SDA z nízké na vysokou úroveň přičemž SCL je nastavené na vysoké úrovni. **Přenos dat** se dá obecně popsat jako vyslání vysílačem postupně osm datových bitů, které se posouvají hodinovými impulsy na lince SCL, při přenosu není počet datových bitů mezi start a stop z vysílače k přijímači omezen. **Potvrzení (Acknowledge - ACK)** je potvrzováno příslušným přijímačem a to nízkou úrovní vloženou na sběrnici s potvrzovacím devátým hodinovým impulsem na lince SCL (toto potvrzení zároveň značí, že se má přijímat další byte).

Na **obr. 3.9** je možné vidět základní řídicí strukturu pro možnost čtení a zápisu, kterou využívají digitální potenciometry. Funkce zařízení se na sběrnici může měnit dle potřeby. Řídicí obvod master může pracovat jako vysílač a také jako přijímač, stejně tak řízený obvod slave. Světle vyznačená pole odpovídají činnosti zařízení master, které v našem případě představuje samotné PC a tmavě vyznačená pole indikují činnost zařízení slave, tedy digitálního potenciometru.

Transmit (0 = Write)

| | | | | | | | | |
|-------|------------------|---|-----|---------|-----|---------|-----|------|
| START | SLAVE ADDRESS[7] | 0 | ACK | DATA[8] | ACK | DATA[8] | ACK | STOP |
|-------|------------------|---|-----|---------|-----|---------|-----|------|

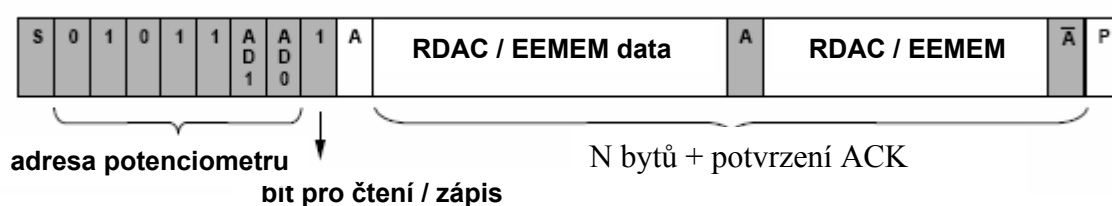
Receive (1 = Read)

| | | | | | | | | |
|-------|------------------|---|-----|---------|-----|---------|-----|------|
| START | SLAVE ADDRESS[7] | 1 | ACK | DATA[8] | ACK | DATA[8] | ACK | STOP |
|-------|------------------|---|-----|---------|-----|---------|-----|------|

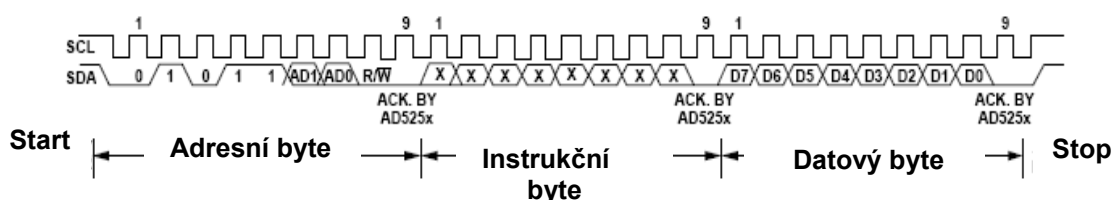
Obr. 3.9: Struktura řídicího slova digitálního potenciometru řízeného přes I²C sběrnici [15]

Obecně lze při řízení jednodušších obvodů přes sběrnici I²C předpokládat vyslání jen adresního bytu a poté již samotného datového bytu. Za všechny jmenujme např. velmi známý a rozšířený 8-mi bitový vstupně / výstupní port PCF8574 [21] využitý i pro konstrukci komunikačního interface uvedeného dále.

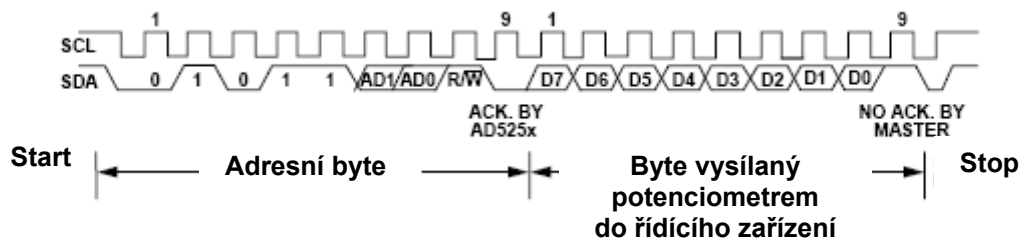
Komunikace s digitálním potenciometrem je tedy zahájena vysláním adresního bytu. Struktura tohoto bytu zahrnuje pevnou část adresy a možnost měnit poslední tři bity (možno i více). Pomocí těchto bitů lze nastavit adresu uvažovaného obvodu v rámci komunikace na sběrnici a také zvolit jestli se bude z daného obvodu číst nebo se bude do něj zapisovat. Po nezbytném potvrzení přijatého bytu popsaného výše je zaslán instrukční byte. Ten umožňuje především nastavit adresu daného RDAC nebo zápis do vestavěné paměti. Teprve poté následuje již samotný datový byte. Počet vyslaných datových bytů se může lišit s ohledem na počet pozic daného potenciometru. Celou popsanou situaci je možné přehledně pozorovat na **obr. 3.10** částečně převzatém z [13] včetně struktury signálů na obou linkách. Jak při čtení tak zápisu jsou generovány řídicím zařízením (Master) kromě vysílaných dat také startovací a ukončovací sekvence. Řízené zařízení (Slave) má za úkol odpovídat při každém odeslaném bytu pomocí sekvence ACK, čímž dává najevo úspěšnost přijatého bytu.



S = startovací sekvence
P = ukončovací sekvence
A = potvrzovací sekvence ACK
/A = potvrzovací sekvence NACK (pro vícenásobný výpis z paměti apod.)
AD 1, AD 0 = adresa ovládaného potenciometru na sběrnici I²C
R / W = bit pro čtení či zápis na obr. výše popsany



Základní struktura zápisu slova do potenciometru



Základní struktura čtení pozice z kanálu potenciometru

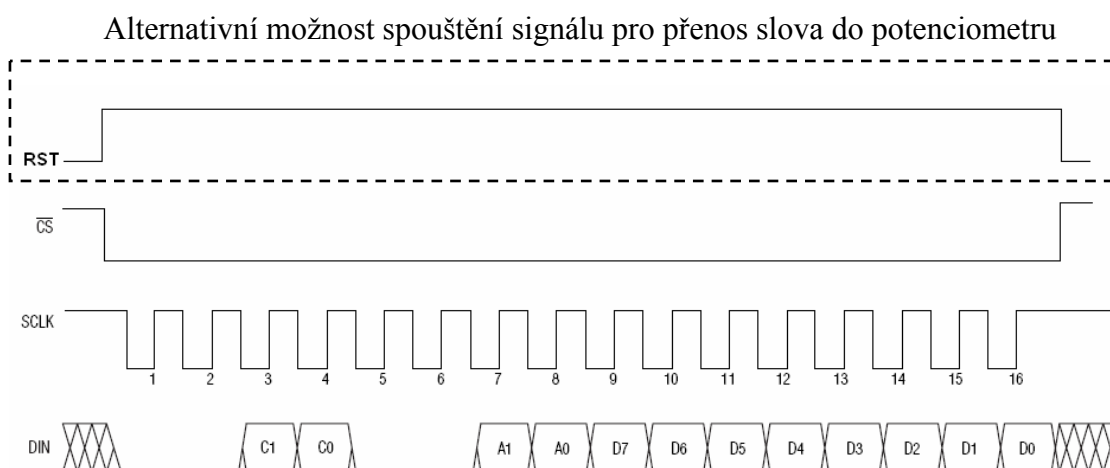
Obr. 3.10: Funkce řídicího slova a struktura signálu obou linek při zápisu a čtení z obvodu

3.4.2 Sběrnice SPI

Tento typ sběrnice je o něco starší než předchozí sběrnice. Využitím oddělených linek pro potvrzení přenosu, čtení a zápis do digitálního potenciometru je sice usnadněna tvorba výstupního řídicího slova, nicméně je nutné naopak po stránce hardwarové využít více vodičů pro přenos a čtení signálů.

Pro vysílání dat je určena trojice vodičů (signálů), která bývá označována podobně jako u předchozí sběrnice viz **obr. 3.11**. Můžeme zde také vidět jistou podobnost sběrnic ve využití jak hodinového (CLK) tak datového signálu (SDI). Zároveň je však samotný datový signál oproštěn o veškeré náležitosti týkající se předepsaných sekvencí pro začátek a ukončení komunikace a není ani umožněno rozlišení pomocí adresování více zařízení na sběrnici. Datový byte tak pouze vysílá jen instrukce pro rozlišení kanálů potenciometru a poté následuje již samotná hodnota pozice odporového jezdce. V tomto směru je tento „nedostatek“ nahrazen třetím tzv. strobovacím signálem s označením buď CS nebo RST, který zahajuje svoji sestupnou / vzestupnou sekvencí a ukončuje svoji vzestupnou / sestupnou sekvencí komunikaci. Je tedy zřejmé, že ovládací program popsán v kapitole 5, musí následující skutečnost možného odlišného spouštění přenosu výsledného slova respektovat a umožnit tak uživateli zvolit si druh spouštění přenosu vysílaného slova do potenciometru.

Samotná adresace více zařízení na jedné sběrnici však umožněna není. Tato skutečnost se v těchto obvodech nahrazuje možností řetězového zapojení potenciometrů pomocí signálu SDO a je možné postupný vysíláním tohoto signálu na vstupy dalších potenciometrů rozšířit rozsah potenciometru např. pomocí dvou potenciometrů s nominální hodnotou 10 k Ω a 256 pozicemi můžeme utvořit potenciometr s nominální hodnotou 20 k Ω s 512 pozicemi a to se všemi výhodami zachovávající vysokou frekvenční stabilitu deklarovanou pro každý z těchto potenciometrů.



Obr. 3.11: Princip zápisu instrukcí do potenciometru pomocí rozhraní SPI

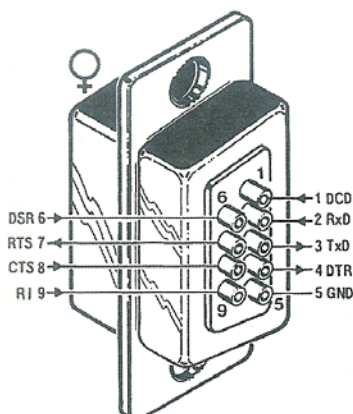
4 UNIVERZÁLNÍ INTERFACE A NAPÁJENÍ

Navržená koncepce, která bude představena v této kapitole, umožňuje jednoduchým způsobem zajistit komunikaci mezi počítačem resp. softwarem a samotnými digitálně řízenými prvky přes sběrnici USB s využitím přímého řízení linek sériového portu.

4.1 Sériový port

Samotný komunikační interface je v podstatě založen na velmi jednoduchém přímém řízení linek sériového portu. Z následujícího **obr. 4.1** [16] je patrná možnost využití celkem tří výstupních linek. Tím je splněna podmínka jak pro sběrnici I²C (využití DTR a RTS) tak pro sběrnici SPI (využití DTR, RTS a TxD). Čtení stavu linek se uskutečňuje pomocí vstupních linek, kde konkrétně pro sběrnici I²C je využito linky CTS a pro sběrnici SPI je to linka DSR. Správná synchronizace vysílání jednotlivých bitů v součinnosti s generovaným hodinovým cyklem je místo mikroprocesoru řešena softwarově, není tedy nutné používat přídavný krystal pro hodinový kmitočet.

Napěťové úrovně u vlastního sériového portu počítače neodpovídají úrovní TTL využívaných při komunikaci s digitálně řízenými prvky. Z elektrického hlediska je možné odebírat ze vstupů a výstupů napětí přibližně ± 12 V a velikost dodávaného proudu dosahuje max. 10 mA. Řešením jak zajistit příslušné napěťové úrovně pro řízené prvky je celá řada. Počínaje nejjednodušší variantou založenou na využití diskretních součástek v podobě jednoduchého zapojení dvou tranzistorů [x] nebo stabilizaci vhodným zapojením pomocí zenerových diod až po využití známého integrovaného obvodu MAX232 [17], který je výhodnější pro řadu složitějších aplikací, neboť v sobě skrývá dvojice převodníků z TTL na RS - 232C a naopak a také díky nábojové pumpě, která zajistí napájecí napětí ± 10 V stačí pro jeho funkčnost napájecí napětí 5 V. Využitím integrovaného obvodu FT232BM [18], popsaného v následující podkapitole jsou napěťové úrovně TTL zajištěny již samotnou podstatou sběrnice USB.



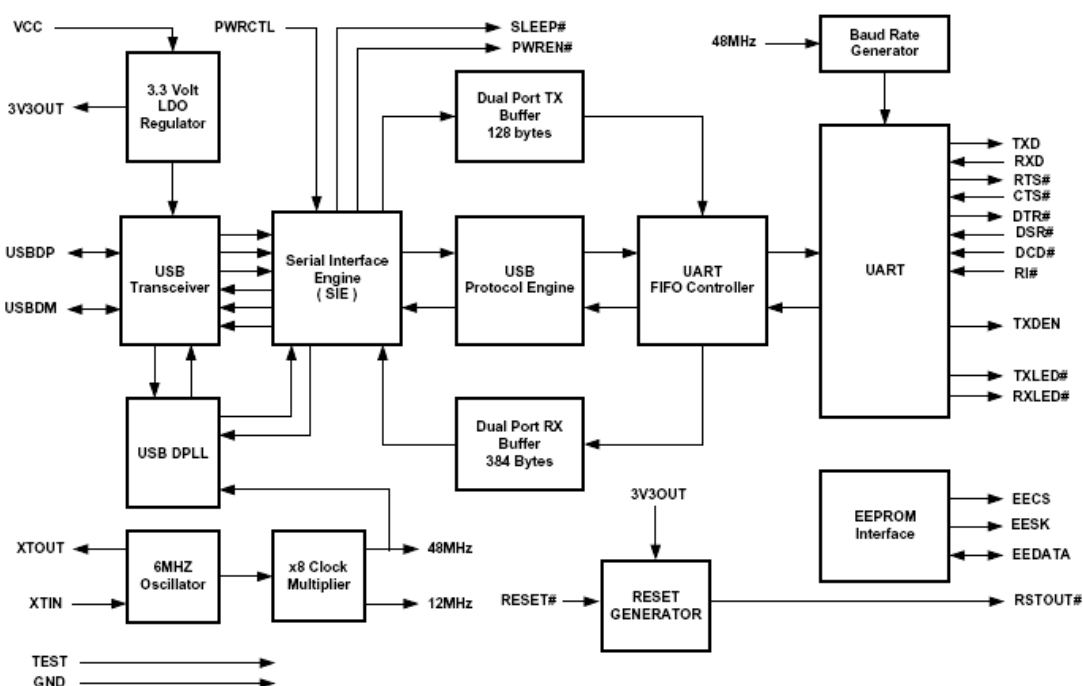
| Vývod (9-pólový) | Vstup/Výstup | Označení |
|---------------------|--------------|------------------------------------|
| 3 | Výstup | TxD (Přenos dat) |
| 2 | Vstup | RxD (Příjem dat) |
| 7 | Výstup | RTS (Výzva k vyslání) |
| 8 | Vstup | CTS (Pohotovost k vyslání) |
| 6 | Vstup | DSR (Pohotovost DCE) |
| 5 | | GND (Zem) |
| 1 | Vstup | DCD (Detektor přijímaného signálu) |
| 4 | Výstup | DTR (Pohotovost DTE) |
| 9 | Vstup | RI (Přicházející volání) |

Obr. 4.1: Přehled vývodů sériového portu

4.2 Převodník USB na RS-232

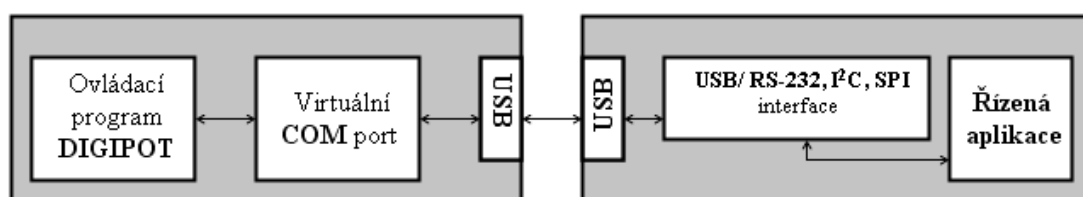
Jako převodníku umožňujícího komunikovat prostřednictvím sběrnice USB s linkami sériového portu je využito již zmíněného obvodu od společnosti FTDI s číselným označením FT232BM [18]. Jeho blokovou strukturu je možné vidět na **obr. 4.2**. Obvod využívá externí napájení 5V, které zajišťuje stabilní napětíové úrovně na výstupech sériových linek. Jedná se 0V při log. 1 a 5V při log. 0. Při použití tohoto obvodu je tedy nutné nepatrně změnit programovou strukturu aplikace pokud přecházíme z řízení pomocí výše uvedených převodníků pro sériový port, kde se často při realizaci převodníku z diskretních součástek vyskytuje při log. 0 záporná úroveň napájecího napětí, která jak se při praktickém testování ukázalo novějším typům digitálním potenciometrů příliš nesvědčí. Zároveň je napájecí napětí po úpravě využíváno pro řízení USB vysílače. Dalším důležitým obvodem je blok označený ve schématu UART. Pomocí něj je možné realizovat kromě standardních přijímacích a vysílacích sekvencí také tzv. handshaking, který představuje již dříve zmíněné hardwarové řízení linek. Výrobce deklarované rychlé časy reakce v tomto ohledu nelze jinak než potvrdit, neboť rozdíl v rychlosti odezvy řízeného obvodu oproti převodníku realizovanému přímo pro sériový port jsou nepostřehnutelné. Je také možné říci, že představovaným řešením se svým způsobem „vyhýbáme“ časovému zpoždění nutnému pro zpracování a převedení informace z USB portu na sériový formát dat.

Samotný obvod je možné provozovat bez externí EEPROM paměti. Pokud však uvažujeme masivnější využití např. i v zahraničním sektoru, je doporučeno tuto paměť využít. Představovaný interface používá paměť 94C46 [19]. Tím můžeme modifikovat čísla USB VID, PID používaných pro jednoznačnou identifikaci připojeného zařízení. Pro modifikaci těchto čísel lze využít i aplikaci dostupnou přímo na stránkách FTDI, kde můžeme nalézt i novější produkty [20]. Celé zapojení včetně přídatných periférií je přehledně uvedeno na **obr. 4.8**.



Obr. 4.2: Bloková struktura obvodu FT232BM [18]

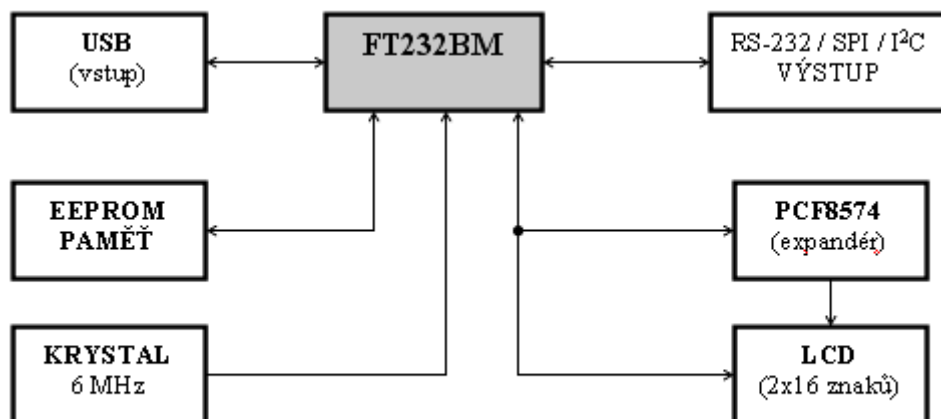
Celý komunikační princip, který začíná od programové části až po výslednou aplikaci je pomocí jednoduchého blokového schématu zobrazen na **obr. 4.3**. Samotná aplikace komunikuje pomocí předdefinované knihovny dll se sériovým portem počítače. Výše představený převodník se chová v počítači jako virtuální sériový port tento sériový port pak prostřednictvím USB portu počítače komunikuje se samotným interface, kde jsou vysílána data a instrukce převedena zpět do podoby vhodné pro sériovou komunikaci. Každá transakce začíná tak, že Host Controller vyšle USB paket popisující typ a směr přenosu, adresu zařízení a číslo koncového bodu tzv. token paket. USB zařízení rozpozná svou adresu a připraví se k přenosu. Směr přenosu je dán token paketem. Poté zdroj dat vyšle datový paket nebo jen oznámí, že nemá žádná data k vyslání. Transakce bývá ukončena tím, že příjemce (cíl dat) vyšle handshake paket, kterým potvrdí úspěšnost přenosu.



Obr. 4.3: Struktura celého komunikačního řetězce pro digitální řízení

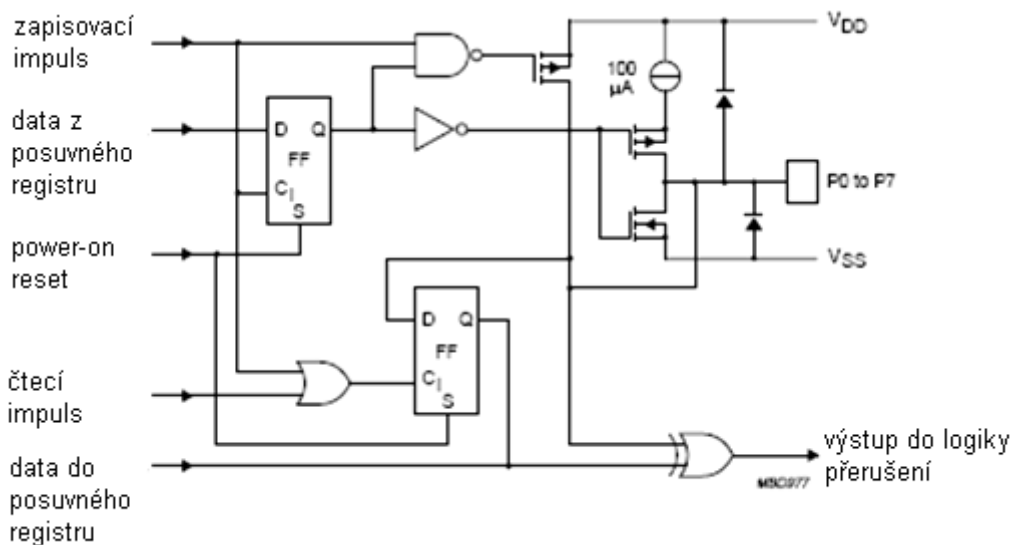
4.3 Pomocné periferie a rozšiřitelnost

Z **obr. 4.4** uvedeného níže je na první pohled patrná celková struktura komunikačního interface. Pro usnadnění práce s digitálně řízenými prvky a možnosti využití i pro jiné aplikace zabývajícími se digitálním řízením byl do obvodu samotného interface implementován LCD displej, který umožňuje zobrazit dva řádky po šestnácti znacích. Jako pomocný obvod je zde využito integrovaného obvodu PCF8574 [21] řízeného přes sběrnici I²C, který nám zaručuje bezproblémovou komunikaci se samotným displejem.



Obr. 4.4: Bloková struktura obvodu komunikačního interface

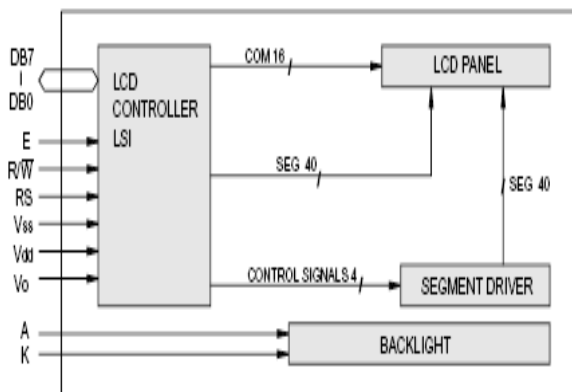
Obvod PCF8574 [21] není nutné dalekosáhle představovat. Jedná se v podstatě o expandér portu, který nám zajistí pro sériově vyslané slovo (byte) jeho paralelní interpretaci. Každý z vývodů na **obr. 4.5** označených P_0 až P_7 může být nezávisle na ostatních využit jako vstup nebo výstup. Zapojení je běžně označováno jako kvazi-obousměrný vstup/výstup [22] a je využito v různých modifikovaných podobách u mikroprocesorů např. oblíbené řady 805x.



Obr. 4.5: Zjednodušené schéma jednoho vstupně / výstupního pinu

Poněkud složitější variantou jak zajistit komunikaci s LCD displejem a zároveň také možnost rozšířit případný interface o externí klávesnici, je využití integrovaného obvodu 6402, který v součinnosti s binárním enkodérem 74C922 potřebným pro použitou klávesnici, externím hodinovým generátorem vytvořeným využitím děličky kmitočtu obvodu 4060 a externím krystalem o frekvenci 2,4576 MHz, může vytvořit systém zadávání hodnot pozic pro digitální potenciometry také ve formě číslic zadávaných na klávesnici. Tuto variantu je možné podrobně vidět v [23] i s odkazy na použité a jmenované součástky, ale vzhledem k její poměrné složitosti, bude zřejmě výhodnější využít služeb již některého z široké nabídky mikroprocesorů.

Jako pomocná zobrazovací jednotka ve formě LCD displeje byl využit typ **PC1602** s podsvícením [24]. Jeho strukturu a přehled vývodů je možné vidět na **obr. 4.6**. Vzhledem k řízení displeje pomocí obvodu adresovaného prostřednictvím sběrnice I²C je nutné při použití komunikačního interface v dual módu mít na paměti, že adresní byte má koncovou identifikační adresu pro zařízení na této sběrnici vyhrazenou třemi nulami pro obvod PCF8574. Tudíž je zapotřebí v tomto módu volit jinou kombinaci adresních bitů než je tato uvedená. Komunikace s vlastním LCD displejem může probíhat buď ve formě klasické osmibitové nebo čtyřbitové, kdy se posílá byte rozděleně.



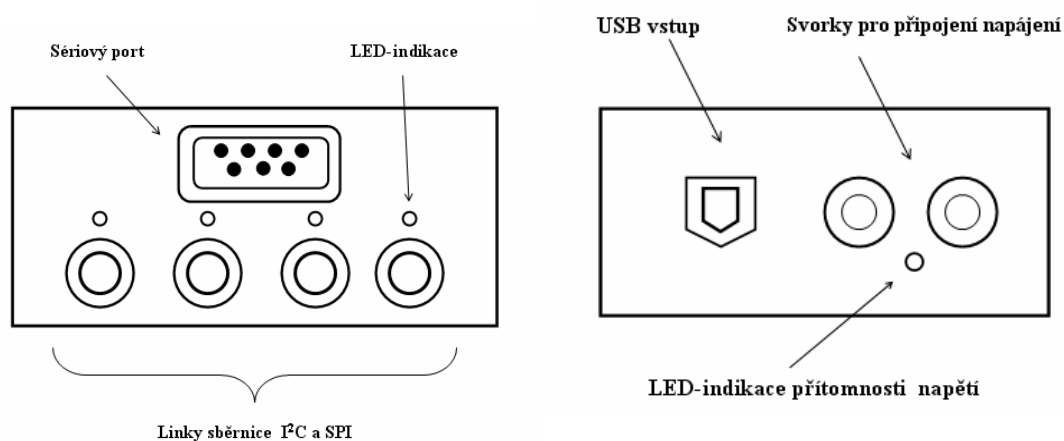
| číslo pinu | symbol | funkce |
|------------|--------|--------------------------|
| 1 | Vss | GND (zem) |
| 2 | Vdd | napájení |
| 3 | Vo | kontrast |
| 4 | RS | výběr zápisu do registru |
| 5 | R/W | data čtení / zápis |
| 6 | E | povolení signálu |
| 7 | DB0 | data |
| 8 | DB1 | data |
| 9 | DB2 | data |
| 10 | DB3 | data |
| 11 | DB4 | data |
| 12 | DB5 | data |
| 13 | DB6 | data |
| 14 | DB7 | data |

Obr.4.6: Struktura a přehled vývodů použitého LCD [24]

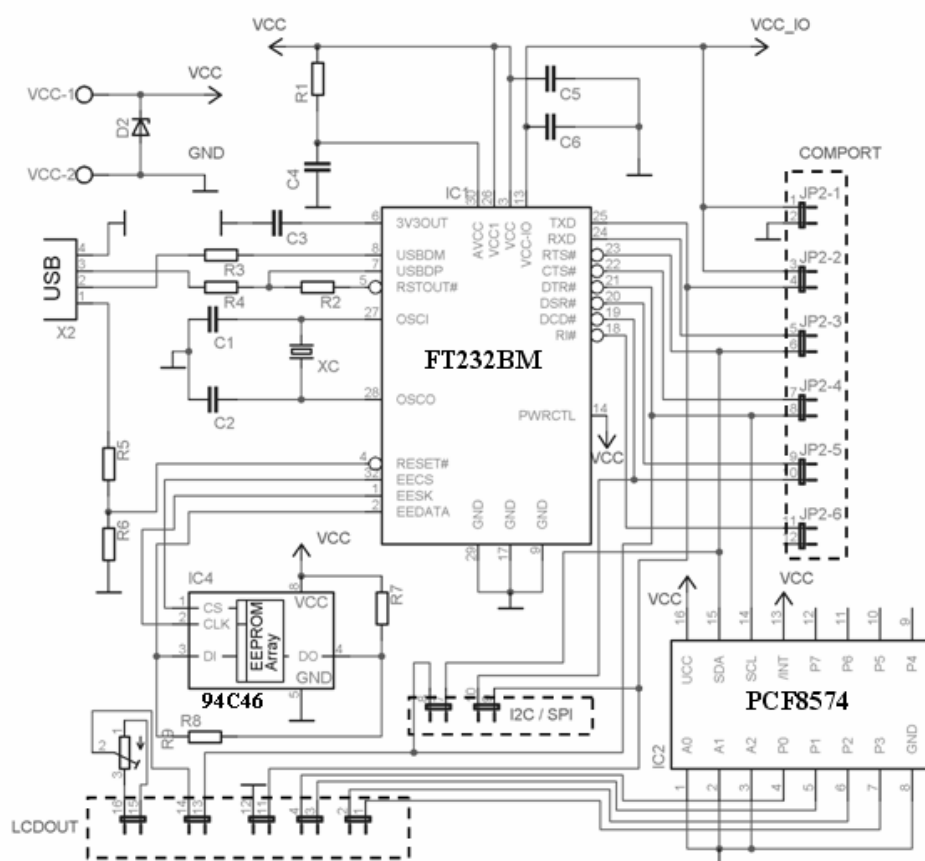
Začátek navázání komunikace je provázen sledem inicializačních instrukcí u kterých musí být splněna jistá časová posloupnost jejich vysílání. Uživatel při navázání komunikace přes ovládací program, který bude uveden dále obdrží informaci o tom jestli byla komunikace úspěšně navázána a zároveň má tak jistotu, že komunikace po sběrnici je funkční. LCD jednotka je konkrétně v aplikaci pro digitální potenciometry využívána pro zobrazení jejich číslcových pozic v kombinaci s programem, který zaznamenává jejich přepočtené hodnoty v Ohmech a umožní tak uživateli lepší informovanost o vyslaných pozicích a právě zadávaných. Samotné skripty ovládacího programu jsou rozděleny, takže je možné využít již napsaných skriptů pro ovládání LCD displeje pro tvorbu jiné aplikace řízené tímto interface.

4.4 Obvodové schéma a konstrukční řešení

Následující obvodové schéma viz **obr. 4.8** shrnuje všechny výše popsané obvody a periférie. Konstrukční řešení hotového výrobku je uvedeno v příloze projektu ve formě fotografie hotového výrobku. Ke konstrukci byla použita umělohmotná krabice o následujících rozměrech 90 x 110 x 49 mm (š x d x v). Horní část zařízení tvoří LCD displej a jednoduchý třípolohový přepínač. Pomocí něj je možné volit v jakém módu budeme pracovat. Zvolit si můžeme mezi single a dual módem (práce s podporou LCD displeje). Tyto možnosti podporuje i samotná řídicí aplikace. V levé boční části je možné přípravek zapojit pomocí vyvedeného USB konektoru. V této části se ještě nachází svorky pro připojení napájecího napětí a LED-indikátor připojeného napájení. V pravé boční části přípravku uvedené v jednoduchém nákresu též na **obr. 4.7** je vyveden plnohodnotný sériový port a čtyři zdířky pro připojení jednotlivých linek již zmiňovaných rozhraní I²C a SPI, jejichž stavy je možné přehledně sledovat pomocí zelených LED-indikátorů. Ty kromě stavové indikace svým pohasnutím či úplným zhasnutím detekují nesprávné přizpůsobení dané linky resp. většinou chybějící přítomnost pull- up rezistoru na dané lince. Samotný interface pro svoji funkci obsahuje vlastní pull-up rezistory a jsou jimi vybaveny i výstupní linky. Není tedy nutné vybavovat přípravky dalšími zbytečnými rezistory navíc a v obvodových schématech nejsou tudíž ani uvedeny.



Obr. 4.7: Přední a zadní náčrtes části komunikačního interface



Obr. 4.8: Zjednodušené obvodové schéma komunikačního interface

4.5 Napájecí přípravek

Pro laboratorní účely byl celý komunikační řetězec vybaven praktickým nastavitelným napěťovým regulátorem s využitím obvodů LM317 a LM237 [25]. Jeho konstrukční vyhotovení lze nalézt též v příloze tohoto projektu. Regulátor po připojení symetrického napájecího napětí v rozmezí od cca 8V do 20V umožňuje odebírat symetrické napájecí napětí pomocí dvou samostatně regulovatelných kanálů v rozmezí $\pm 1,25$ V až do hodnoty zvoleného napájecího napětí sníženého o hodnotu 1V a zároveň také obsahuje napájecí kanál pro samotný interface. Proudová zatížitelnost je omezena pojistkami na 1,5 A a je možné ji zvýšit až na 3 A. Napájecí kanál pro interface je zároveň hlídán obvodem, který indikuje pomocí třech LED-indikátorů správné či nesprávné napájecí úrovně. Obvod obsahuje dva komparátory, které porovnávají vstupní napětí. Referenční napětí je vytvořeno pomocí zenerovy diody a příslušného rezistoru a je připojeno na invertující vstupy operačních zesilovačů. Porovnávané napětí se přivádí na neinvertující vstupy operačních zesilovačů přes vstupní dělič. Pomocí dvou trimrů se nastavuje úroveň překlápěcího napětí pro horní a dolní mez hlídaného rozsahu napětí. Uvedený obvod lze v principu nalézt v [26] je nutné však pro dosažení úrovně uvedených v **tab. 4.1** použít jiné příslušné hodnoty zenerových diod pro velikost porovnávacího napětí. Osvědčilo se použití diod pro stabilizaci napětí na hodnotu 3,3 V.

Rozsvícením červeného indikátoru je uživatel informován o velmi nízkém nebo naopak vysokém napětí, které v obou případech nezaručují správnou funkci jak samotného interface tak také mohou poškodit řízené prvky v obvodě. Žlutý indikátor upozorňuje na mezní napětí, které ještě dovoluje jak samotnému interface tak řízenému obvodu vyhodnotit správné logické úrovně. Zelený indikátor určuje správný provozní stav jak celého zařízení tak i napěťových úrovní pro interface. Napěťové úrovně při kterých dané indikátory reagují jsou uvedeny v následující **tab. 4.1**.

Tab. 4.1: Přehled napěťových úrovní pro jednotlivé indikátory napájecího zdroje

| Rozsah napětí [V] | Indikace | Stav |
|-------------------|----------|---------------------------------------|
| 3 – 3,9 | červená | nízké napětí - nefunkčnost |
| 4 - 4,5 | žlutá | pokles napětí - zaručena funkčnost |
| 4,6 - 5,5 | zelená | optimální stav- zaručena funkčnost |
| 5,6 - více | červená | vysoké napětí- nebezpečí, nefunkčnost |

Oba dva nastavitelné kanály je možné kontrolovat vestavěným digitálním voltmetrem, který je pomocí předřadných odporů nastaven na měřicí rozsah 20 V. Možnost takovéto kontroly se při praktickém měření velmi osvědčila, neboť i malá změna napájecího napětí v řádech desetin voltů může u digitálně řízených prvků mít destruktivní účinky. Zvláště jedná-li se o aplikaci, která svým charakterem vyžaduje, aby se hodnota napájecího napětí u digitálních potenciometrů používala v jejich horní mezní hranici. Většinou se jedná o symetrické napájení pohybující se okolo hodnoty $\pm 2,5$ V až ± 5 V. K této aplikaci je možné přiřadit i digitálně řízený oscilátor využitý ve výsledném laboratorním přípravku, kde vzhledem ke společnému napájení digitálního potenciometru a operačního zesilovače je vyžadována pro větší přesnost samotného oscilátoru hodnota napájecího napětí odpovídající mezní doporučené hodnotě u potenciometru. Přepínání mezi měřenými kanály a uvedení voltmetru do provozu se děje pomocí dvou páčkových přepínačů. Voltmetr je doplněn dalším na obvodu regulátoru nezávislým miniaturní trimrem s nominální hodnotou 250 Ω . Ten umožňuje doladit odchylky od měřeného napětí na regulovaných kanálech v rozsahu ± 1 V.

5 PROGRAMOVÉ VYBAVENÍ

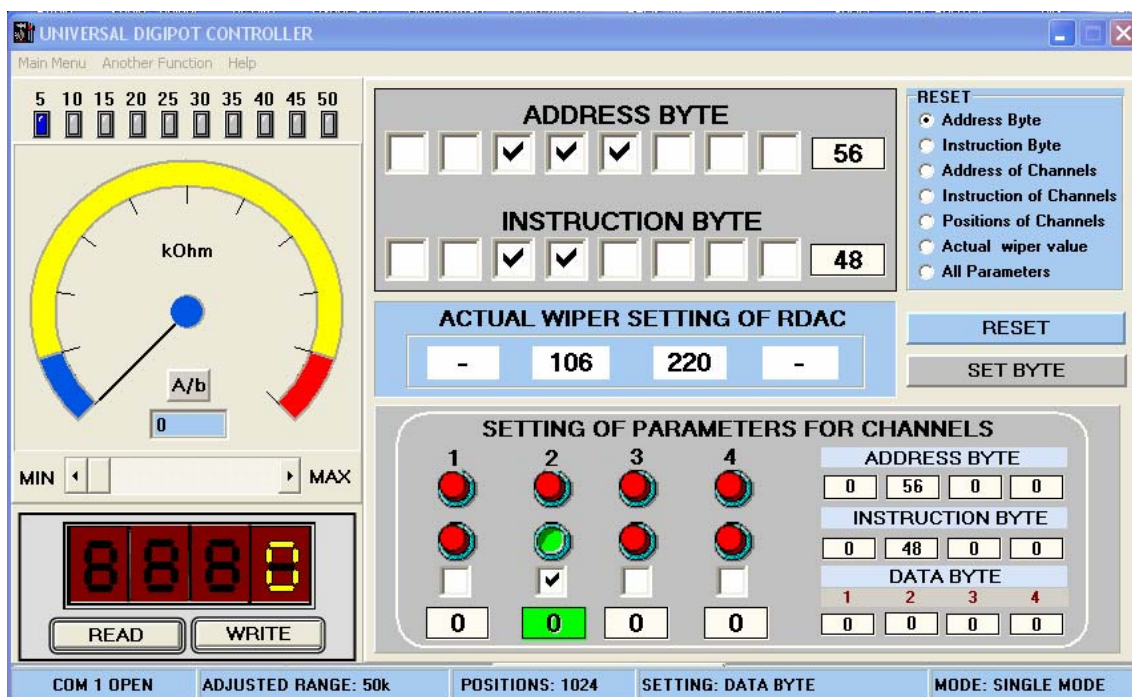
Tato kapitola je svým obsahem zaměřená na popis potřebného programového vybavení pro úspěšné řízení digitálně řízených prvků, ať už pomocí sériového portu tak USB portu počítače. V následujících podkapitolách je představen nejen samotný univerzální řídicí program pro digitální potenciometry, ale také zmodernizovaná knihovna pro přístup až na čtyři porty současně.

5.1 Řídicí aplikace DIGIPOT

Cílem pro tvorbu následující aplikace byla omezená nabídka komerčních aplikací, které se zabývají řízením digitálních potenciometrů přes zvolený port osobního počítače. V tomto ohledu bylo možné vybírat prakticky pouze mezi aplikacemi napsanými v programovacím prostředí Visual Basic, které komunikovali s digitálními potenciometry prostřednictvím paralelního portu a které nabízí volně ke stažení na svých internetových stránkách firma Analog Devices. Navíc každá aplikace byla svým způsobem „ušíť na míru“ danému typu potenciometru a to v takové míře, že při změně typu používané sběrnice, počtu pozic potenciometru nebo také změně délky slova byla prakticky nepoužitelná. Navíc mnoho z těchto aplikací ani nedisponovalo potřebnými funkcemi pro řízení vestavěné paměti potenciometrů či tzv. read-back funkcemi pro efektivní kontrolu nastavené pozice daného potenciometru. Představený program je napsán v jazyce Delphi, ve kterém je napsána i vlastní řídicí knihovna. Vývojové schéma programu je uvedeno v **příloze F**. Program lze najít také v [27]

5.1.1 Základní struktura programu

Vzhled programu DIGIPOT v základním módu je uveden na **obr. 5.1** níže. V horní části programu je jednoduchá nabídka, pomocí které se uživatel dostane ke všem potřebným funkcím programu. Levá část programu představuje nastavovací část pro pozice digitálních potenciometrů ve formě analogového ukazatele, nad kterým se zobrazuje právě zvolený rozsah ve formě barevných indikátorů, které svým rozsvěcením přesně kopírují dráhu pohybujícího se ukazatele. Výsledná pozice je zobrazena pomocí segmentového displeje pod analogovým ukazatelem. Zároveň je bezprostředně pod samotným ukazatelem zobrazována upřesněná hodnota odporu v Ohmech. Pokud uživatel pracuje s digitálním potenciometrem v tzv. divider módu tedy jako s děličem, může si pomocí tlačítka A / b umístěného nad ukazatelem upřesněné hodnoty přepínat mezi odporovou hodnotou mezi jezdce a zvolenou krajní pozicí. Tato hodnota představuje přibližně vypočtenou hodnotu odporu, kterou je možné dále popsáním způsobem cíleně měnit podle aktuálních parametrů měřeného potenciometru. Uživateli je tak imitován vlastně jakýsi otočný potenciometr, který zároveň ukazuje nastavené hodnoty. Ve spodní části pod ukazatelem se nachází dvojice tlačítek, která provádí vysílání (přijímání) výsledného slova do (z) potenciometru. Pravá část je zaměřena na tvorbu výsledného vysílacího slova. Jednoduchým stiskem zvolených tlačítek můžeme do každého ze čtyř kanálů uložit zvolenou adresu i pozici. V nejspodnější části programu jsou během celé práce s programem zobrazovány nejdůležitější údaje zahrnující číslo a stav portu se kterým se pracuje, dále to jsou informace o základních parametrech řízeného prvku, právě prováděná činnost v sekci nastavování slova a mód ve kterém program pracuje. Všechny důležité ovládací prvky disponují jednoduchou nápovědou, která se zobrazí najetím na příslušný prvek. Program je možné provozovat v základním zobrazení viz **obr. 5.1** buď v anglickém jazyce nebo v českém.



Obr. 5.1: Univerzální program pro řízení digitálních potenciometrů Digipot

5.1.2 Možnosti hlavní nabídky

Hlavní nabídka je rozdělena do tří sekcí, které jsou přehledně zachyceny v **tab. 5.1**. První sekce zahrnuje položky pro navázání komunikace a základní možnosti nastavení programu a parametrů právě řízených prvků. Volba počtu pozic potenciometru představuje položku na kterou by se nemělo zapomínat. Zvláště pracujeme-li s potenciometry, které disponují počtem pozic 512 a 1024, kde je nutné vysílat dělený datový byte pro nastavení pozice potenciometru. Program automaticky vše potřebné provede za uživatele a není tedy nutné zabývat se dělením bytu a problematikou jeho vyslání. Zároveň program umožňuje uložit poslední zvolené nastavení sekce odporových kanálů a při pozdější práci s ním je možné se k tomuto nastavení vrátit. Tato funkce je zajištěna pomocí práce s INI soubory. Kdy při ukládání vytvoříme ve složce programu definovaný INI soubor do kterého ukládáme jak aktuální vlastnosti jednotlivých komponent tak také např. hodnoty jednotlivých konstant.

Druhá sekce je zaměřena na doplňkové funkce, kterými disponují nejnovější typy potenciometrů jako jsou paměť a možnost využití rychlých příkazů pro efektivní práci s více kanály. Zároveň tato sekce obsahuje manuální přístup k řídicím signálům, což umožňuje provádět některé jednodušší operace, které např. vyžadují potenciometry s jednoduchým rozhraním Up / Down. V neposlední řadě je také možné pomocí této sekce řídit digitální potenciometry s rozhraním SPI a to samozřejmě v součinnosti s rozhraním I²C. Je tedy možné nezávisle na sobě řídit potenciometry pro oba typy rozhraní a provozovat tak aplikace ve smíšeném módu I²C a SPI.

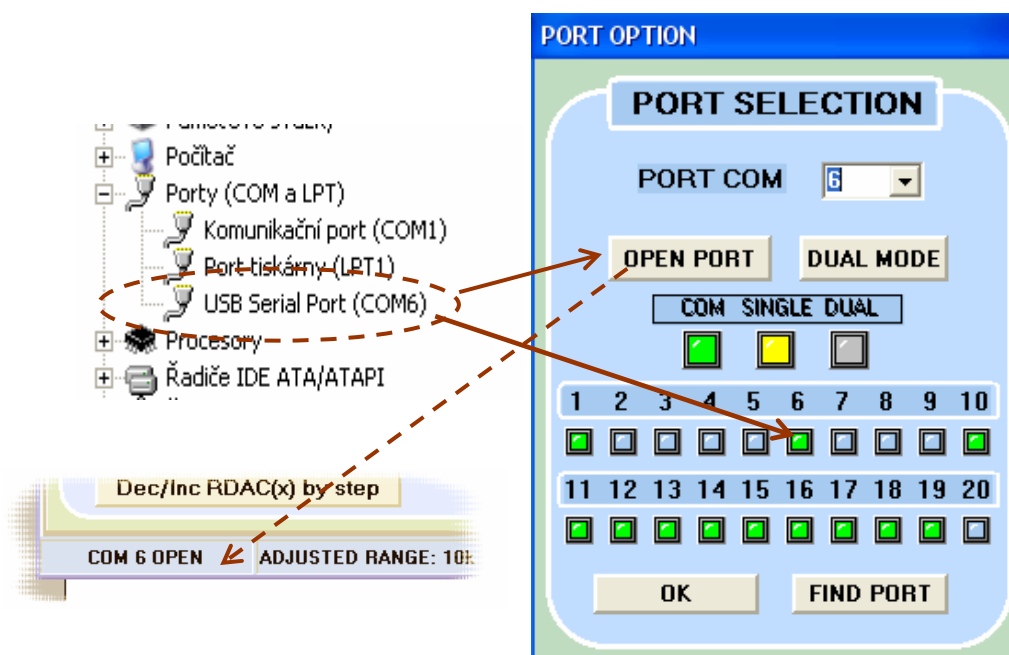
Třetí sekce obsahuje povinné položky, které by neměli v žádné z dnešních aplikací chybět. Jedná se především o jazykovou podporu, v tomto případě již zmíněné možnosti volby anglického či českého jazyka pro základní zobrazení programu a také dostupnou jednoduše strukturovanou nápovědu, která anglický popis programu vysvětluje, neboť celá kompletní aplikace je již v angličtině. Poslední část z této sekce je již tradičně věnována informacím o programu a také autorovi

Tab. 5.1: Struktura nabídky programu DIGIPOT

| Hlavní menu | |
|----------------------------------|---|
| Nastavení portu | nezbytné funkce pro navázání komunikace s interface |
| Nominální odpor | volba odporového rozsahu pro právě řízený potenciometr |
| Počet pozic | volba počtu pozic pro právě řízený potenciometr |
| Indikátor/Kalibrace | nastavení indikátoru a kalibrace odporových rozsahů |
| Uložení nastavení | uložení posledního nastavení jednotlivých kanálů |
| Načtení nastavení | načtení posledního nastavení jednotlivých odporových kanálů |
| Ukončení aplikace | ukončí regulérně aplikaci včetně vypnutí displeje |
| Další funkce | |
| Rychlé instrukce | funkce podporované vybranými typy potenciometrů |
| Paměť EEMEM | funkce podporované vybranými typy potenciometrů |
| Manuální řízení | manuální řízení komunikačních linek |
| SPI (Sériová komunikace) | komunikace s digitálními potenciometry se sběrnici SPI |
| Zavření přídatného panelu | uzavře přídatný panel s výše popsány funkcemi |
| Nápověda | |
| Nápověda pro Digipot | jednoduchá nápověda pro program |
| Změna jazyka | možnost volby anglického nebo českého jazyka |
| O programu | základní informace o programu a autorovi |

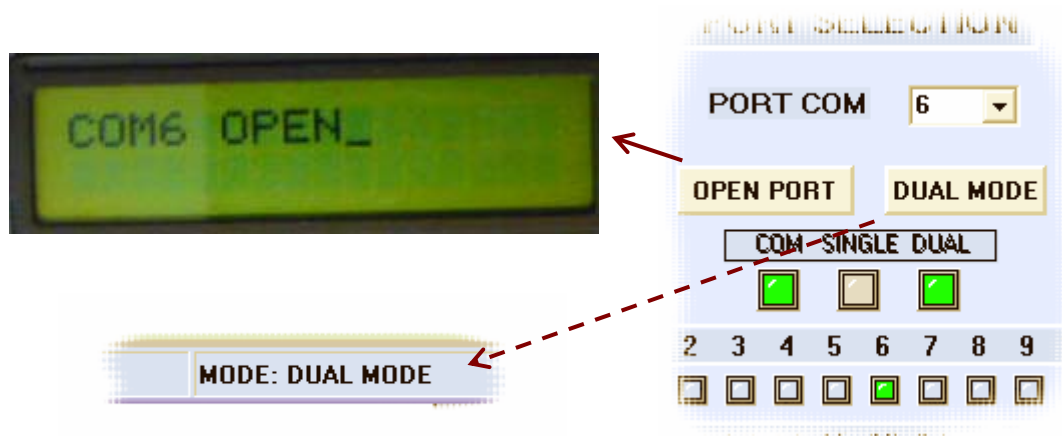
5.1.3 Nastavení komunikace a parametrů programu

Pro úspěšnou komunikaci programu s univerzálním rozhraním je nutné při spuštění programu povolit resp. otevřít příslušný komunikační port. O jaký port se jedná je možné jednoduchým způsobem zjistit pomocí správce zařízení, kde námi hledaný port se bude hlásit jako na **obr. 5.2**, kde je zároveň zachycena celá procedura otevření portu.



Obr. 5.2: Navázání komunikace s komunikačním rozhraním (Single mód)

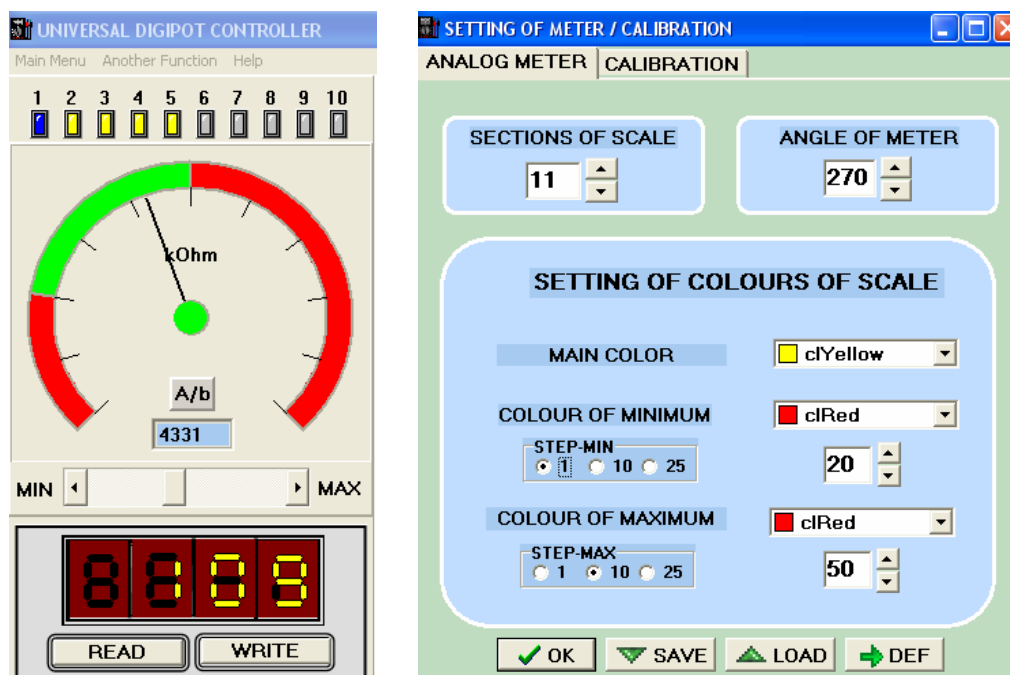
Pokud zvolíme zároveň režim tzv. dual módu dojde při úspěšném otevření portu k výpisu informace o právě otevřeném portu na pomocný displej rozhraní. Tímto je zároveň ověřená funkčnost celého komunikačního řetězce, neboť v režimu tzv. single módu máme informaci jen o fyzické dostupnosti daných portů na základní desce počítače a ne všechny z těchto portů mohou být fyzicky dostupné. Situace je znázorněna na **obr. 5.3**.



Obr. 5.3: Navázání komunikace s komunikačním rozhraním (Dual mód)

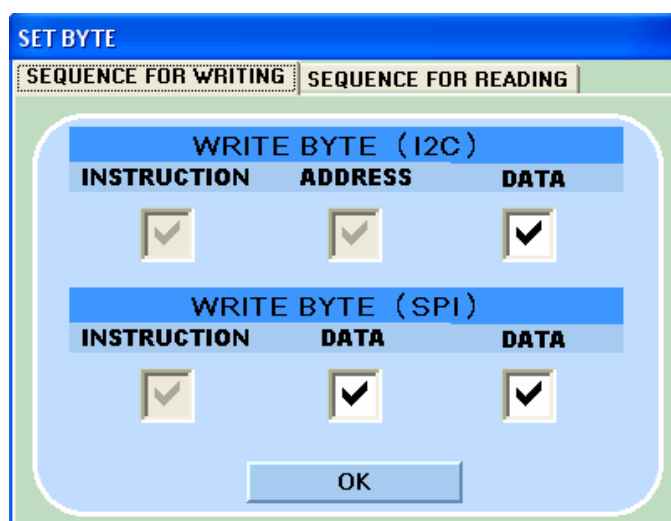
Ještě než začneme se samotnou činností nastavování potenciometru je výhodné si pro uživatelský komfort nastavit potřebné parametry programu. Mezi nejdůležitější patří především nastavení ukazatele pro danou aplikaci a také volba základních parametrů potenciometru spojená s kalibrací odporového rozsahu. Všechny tyto důležité parametry je možné nastavit v sekci Hlavní menu. Volbou nominálního odporu a počtu pozic se přizpůsobí jak samotný přepočet udávaných odporových hodnot tak také struktura vysílaného slova, která se zvláště při použití potenciometrů s více než 256 pozicemi odporového jezdce mění na což bylo již v dostatečné míře poukázáno v části věnující se možnostem hlavní nabídky.

Pro nastavení vlastností analogového ukazatele a kalibraci odporových rozsahů je po aktivaci příslušné položky **Indikátor / Kalibrace** v hlavní nabídce otevřeno následující okno, které je na **obr. 5.4** zachyceno včetně výsledků nastavení ukazatele. Možnost nastavení ukazatele je poměrně užitečnou pomůckou zvláště v aplikacích, kde je kritickým faktorem velikost použitého rozsahu daného potenciometru s ohledem na dosažení maximální pracovní frekvence. Program umožňuje jak barevné vyznačení kritického a využívaného rozsahu tak také změnu počtu dílku v rastru ukazatele a jeho tvaru. Aktuální nastavení je možné si uložit pro pozdější využití. Další sekce s názvem Kalibrace dává uživateli k dispozici pět nezávisle programovatelných odporových rozsahů. U každého rozsahu se nastavuje nominální hodnota odporu a odpor jezdce. Program již automaticky přepočítává při volbě daného rozsahu či počtu pozic aktuální odporovou přibližnou hodnotu odporu potenciometru. Opět je zde možnost uchování odporových rozsahů. Tímto není prakticky aplikace vůbec omezena na tom jakou hodnotu odporu bude chtít uživatel řídit aniž by byl omezen ve zpětné odezvě v podobě přepočítané odporové hodnoty daného řízeného prvku. Pokud zároveň budeme využívat typ potenciometru s vestavěnými hodnotami odporů jednotlivých kanálů je možné pomocí nich tyto rozsahy také kalibrovat.



Obr. 5.4: Nastavení ukazatele pro potřeby uživatele

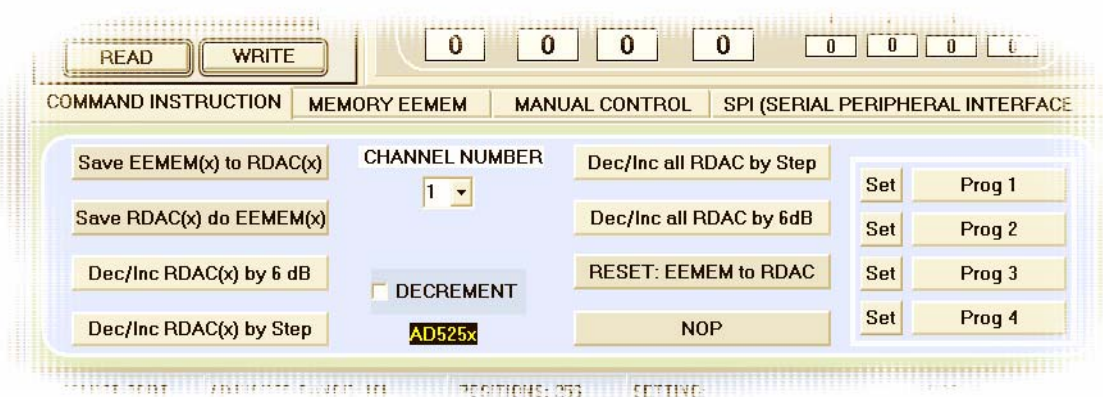
Poslední důležitou částí programu, která slouží k nastavení koncové struktury vyslaného slova je okno s názvem SET BYTE (nastav byte) uvedené na obr. 5.5. To je možné vyvolat pomocí tlačítka stejného názvu nacházejícího se v pravé části programu. Tímto není samotný program omezen ani pro ovládání typů potenciometrů, které v celé vysílací sekvenci v případě sběrnice I²C započaté startovací procedurou a ukončené stop procedurou používají pouze dva byty. V případě sběrnice I²C lze volit mezi dvou nebo tří- bytovou interpretací, neboť pro jedno-bytovou interpretaci je určena sekce manuální řízení. Pro komunikaci SPI je možné volit mezi jedno až tří-bytovou interpretací výsledného slova, neboť se lze setkat jak s úplně jednoduchými typy potenciometrů tak také se složitějšími následovníky, kteří stejně jako v případě potenciometrů pro sběrnici I²C obsahují vestavěnou paměť a možnost využití rychlých instrukcí. podobná procedura nastavení je možná i v sekci pro nastavení bytů pro čtení.



Obr. 5.5: Nastavení délky vysílaného slova

5.1.4 Panel přidavných funkcí

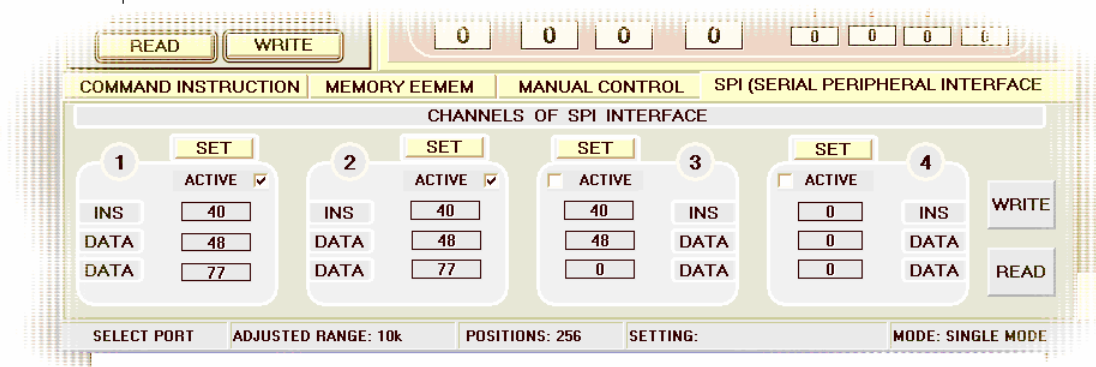
Ve druhé sekci hlavní nabídky s názvem Další funkce je možné volit mezi doplňkovými funkcemi, které jsou u dnešních potenciometrů v čím dál větší míře dostupnější. Na následující **obr. 5.6** můžeme vidět první z těchto funkcí a sice jedná se o panel rychlých příkazů. S pomocí předdefinovaných příkazů je možné přeladovat naráz vícekanálové potenciometry a jednoduchým způsobem ukládat hodnoty jednotlivých kanálů do paměti. Navíc je možné přeladovat kanály potenciometrů v logaritmické stupnici namísto lineární. Tyto funkce jsou podporovány vybranými typy potenciometrů od firmy Analog Devices. V pravé části jsou čtyři tlačítka u kterých je možné si naprogramovat jednoduchým způsobem popsáním v nápovědě k programu čtyři rychlé instrukce využitelné i pro jiné typy potenciometrů..



Obr. 5.6: Přídavný panel rychlých instrukcí

Další přídavné panely umožňují pracovat efektivně s vestavěnou pamětí, kterou disponují vybrané typy potenciometrů. Dále je to možnost kalibrace odporového rozsahu pomocí hodnot uložených v tolerančních registrech. Uživatel tak prakticky nemusí vůbec používat pro počáteční nastavení programu žádné přídavné měřící přístroje. Následující sekce je zaměřena na manuální řízení stavu komunikačních linek. Své využití najde především tam, kde je ovládání pozic u potenciometru řízeno pomocí rozhraní Up/Down, kde se jedná o cílené vysílání sestupných a nebo vzestupných impulsních sekvencí. Také je zároveň možné ručním způsobem zadávat celou sekvenci komunikačních bytů tvořících protokol I²C.

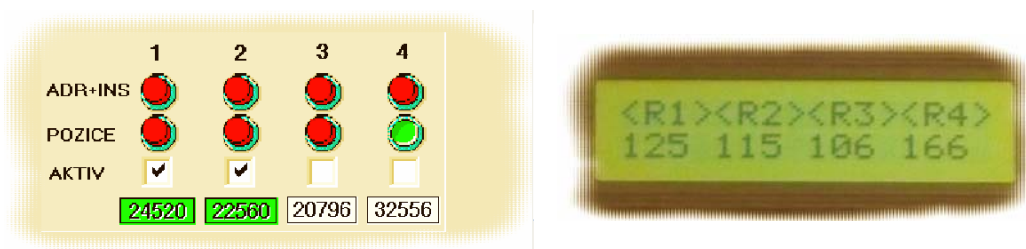
Poslední sekce je věnovaná řízení digitálních potenciometru, které využívají komunikaci pomocí sériového rozhraní SPI. Zadávací sekvence je jistým způsobem oproti I²C protokolu zjednodušena jak můžeme vidět také v podkapitole 3.4. Tímto není umožněno pomocí adresních bytů rozlišovat více obvodů na jedné komunikující sběrnici. Panel obsahuje opět čtyři programovatelné kanály s možností dodatečné úpravy délky vysílaného slova. Zadávací sekvence nejsou nijak vázány na komunikaci pomocí sběrnice I²C, takže je možné zároveň provozovat obvody pro oba typy sběrnic. Tento panel je možné vidět na **obr. 5.7**. nastavování jednotlivých bytů se děje opět pomocí zaškrťovacích polí v horní části programu. Volba aktivních kanálů umožňuje pomocí posuvníku analogového ukazatele nastavení hodnot pozic jednotlivých kanálů potenciometrů a zároveň aktivuje tento kanál pro vysílání výsledného slova.



Obr. 5.7 Přídavný panel pro komunikaci pomocí sběrnice SPI

5.1.5 Duální mód

Funkce duálního módu byla již částečně naznačena v předchozích kapitolách. Nyní bude jen pro úplnost poukázána vlastní funkce tohoto módu při nastavování hodnot pozic u vícekanálových potenciometrů. Při volbě této funkce bude zobrazovaný zápis hodnot do jednotlivých kanálů v hlavní části programu změněn na hodnoty ukazující přímo přibližný odpor kanálu daného potenciometru. Hodnoty zvolených pozic se budou zobrazovat v pravé části programu, která v single módu byla určena pro zobrazování vyslaných pozic. Tyto hodnoty se teď budou nově zobrazovat na přídavné displeji viz **obr. 5.8**



Obr. 5.8: Funkce dual módu pro zapisování pozic vícekanálových potenciometrů

5.1.6 Programové skripty a nápověda

Struktura naprogramovaných jednotek je u programu Digipot s rozvahou členěna na několik jednotlivých sekcí. První sekce představuje samotnou hlavní programovou jednotku Unit, která obsluhuje všechny komponenty uvedené na hlavním formuláři. Další programová jednotka s názvem I2CCOM obsahuje procedury a funkce, které komunikují se samotnou knihovnou pro ovládání portů. Obsah této programové části tvoří základní koncept pro uživatelskou obsluhu linek sériového portu. Zároveň tato jednotka obsahuje již předdefinované funkční celky, pomocí kterých je možné uskutečnit obsluhu obou typů řízených rozhraní I²C a SPI. Další podružné programové jednotky mají za úkol obsluhu přídavných formulářů a obsahují také potřebné procedury pro práci s paměťovými funkcemi vybraných potenciometrů. Celý program je tak z hlediska zdrojového kódu členěn asi do cca šesti programových jednotek. Výpis z programové jednotky I2CCOM je uveden v **příloze F**.

Součástí programu je jednoduchým způsobem strukturovaná nápověda. Uživatel si tak i pomocí obrazových názorných příkladů rychlým způsobem osvojí aplikaci. Základní bloky nápovědy jsou strukturovány do třech sekcí. První představuje základní funkce programu a osvojení ovládání. Druhá je zaměřená pro řízení doplňkových funkcí a poslední je určena pokročilejším uživatelům a shrnuje informace o některých typech digitálních potenciometrů. Úvodní obrazovku této nápovědy je možné vidět na **obr. 5.9**.



Obr.5.9: Úvodní obrazovka okna nápovědy k programu Digipot

5.2 Knihovna pro řízení portů

Vzhledem k tomu, že celá programová struktura je řešena pomocí vývojového prostředí Borland Delphi, je tedy možné v tomto jazyce napsat i knihovnu, která bude zajišťovat prostředníka mezi programem a řízenými porty počítače. V tomto ohledu lze doporučit literaturu [16] a [28], kde je konstrukce takovéto knihovny náležitě osvětlena. Navrženou knihovnu je možné nalézt pod názvem Portcom4 na doprovodném CD k této práci. Samotnou knihovnu je možné použít ve více programovacích jazycích a svou strukturou předčí volně dostupné knihovny na internetu. Za všechny jmenujme Visual Basic, C++.

Knihovna je navržena tak, aby uživatel mohl cíleně vysílat až na čtyři porty zároveň nebo měnit stavy linek těchto portů. Toto rozšíření knihovny umožňuje do budoucna také rozšířit stávající komunikační interface na čtyř-kanálový za použití nově prezentovaného integrovaného obvodu FT4232H, který umožňuje přes jeden port USB řídit až čtyři libovolně nakonfigurované virtuální sériové porty [20]. Důležitým parametrem při psaní knihovny je deklarace globálního pole, ve kterém se pomocí tzv. Handle (je to vlastně číslo pod kterým se bude možné na samotný port obracet). Jeho zápis pro čtyři porty je následující:

```
var PortHandle:Array [1..4] of THandle // ukazatel na porty
```

Další rozdíl oproti jiným knihovnám zaměřeným na řízení sériového portu je definice funkce OPENCOM, která nyní zahrnuje místo řetězce předem daných parametrů předdefinovaný seznam jednotlivých parametrů viz. následující část kódu. Při úspěšném průběhu OPENCOM obdrží příslušná Handle záznam, který se vymaže až při volání uzavírací procedury portu CLOSECOM uvedené na konci této podkapitoly.

```
OPENCOM(COMNr,Baud,Parity,Bits,Stop,Tout,Buffer:Integer):Integer;
```

Neméně důležitou částí knihovny na kterou je dobré upozornit je využívané přímé řízení linek. Všechny výstupy se provádějí prostřednictvím Windowsové funkce EscapeCommFunction, kde jednotlivé výstupy jsou již definovány konstantami SETDTR a CLRDTR v případě řízení linky DTR. Následuje výpis procedury pro přímé řízení této linky. Další podrobnosti lze opět najít v literatuře [5].

```
procedure DTR(COMNr,State:integer); stdcall;  
begin  
  if (State=0) then EscapeCommFunction(PortHandle[COMNr],CLRDTR)  
  else EscapeCommFunction(PortHandle[COMNr],SETDTR);  
end;
```

Struktura příkazu pro nastavení stavu linek se tak v nové knihovně nepatrně změní s tím rozdílem, že bude nutné udávat kromě typu linky a jejího stavu ještě číslo portu, pro který je daný příkaz určen. Dovětek „stdcall“ slouží pro předání parametrů i z jiných programovacích jazyků. Pro úplnost následuje příklad výpisu pro nastavení linky DTR do stavu pozitivní logické úrovně pro port COM3 a načtení stavu linky pro čtení CTS do proměnné Z.

```
DTR 3,1 ; Z = CTS(3); // nastavení a čtení linek sériového portu
```

Poslední důležitou procedurou, která nám zajistí regulérní uzavření portu je již výše zmíněná CLOSECOM procedura ta jak je již známo maže příslušný Handle záznam. Tento záznam vzniká při každém úspěšném volání funkce OPENCOM, kdy je přiřazeno odpovídajícímu členu pole platná Handle, neboť při samotném startu dll knihovny se všechny globálně proměnné jazyka Delphi obvykle naplní nulami. Následuje výpis procedury CLOSECOM.

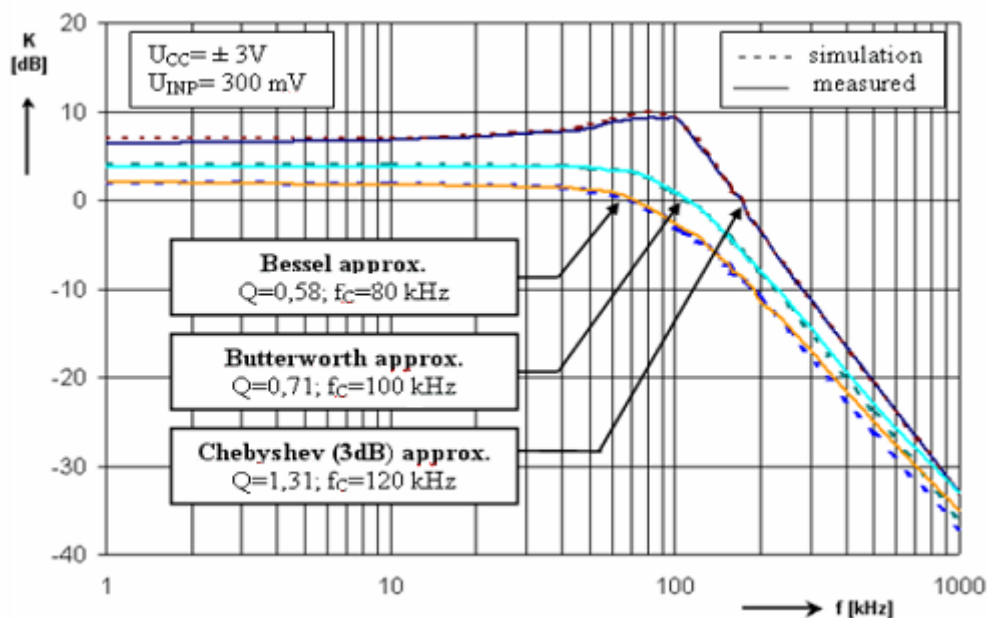
```
procedure CLOSECOM(ComNr:Integer); stdcall;  
begin  
  CloseHandle(PortHandle[ComNr]);  
  PortHandle[COMNr] := 0;  
end;
```

6 PRAKTICKÉ MĚŘENÍ

Obsah této kapitoly je zaměřen na praktické testování navržených přípravků, které tak tvoří s výše představenou komunikační strukturou jakýsi celek laboratorní úlohy. Praktické měření nebylo zaměřené jen na výsledky dokumentující funkčnost daných zařízení, ale také na problémy vznikající v oblasti kritických kmitočtů, které jsou pro digitálně řízené prvky zdrojem nežádoucích parazitů.

6.1 Digitálně řízený filtr (I^2C)

V předchozích kapitolách zaměřených zejména na teoretické aspekty problematiky návrhu řízených filtrů bylo poukázáno na konstrukční možnosti návrhové struktury Sallen-Key. V duchu těchto poznatků byl zkonstruován digitálně řízený filtr typu dolní propust v již zmíněné návrhové struktuře. Návrh byl proveden pomocí dvojice dvoukanálových potenciometrů typ AD5242 s nominální hodnotou odporu $10\text{ k}\Omega$, které disponují 256 pozicemi a rozhraním I^2C . Obvodové schéma včetně konstrukčních podkladů je možné nalézt v příloze této práce. Do samotného zapojení byl ještě implementován potenciometr s jedním kanálem AD5241, který tvoří společně s kondenzátorem na výstupu filtru laditelný RC článek. To umožňuje v konečné fázi dosáhnout lepšího potlačení v nepropustném pásmu filtru [29]. Celý filtr je tak plně laditelný a umožňuje tak změnu aproximační funkce přenosové charakteristiky v závislosti na změně zesílení. Na následujícím **obr. 6.1** jsou uvedeny naměřené charakteristiky pro tři zvolené aproximační funkce v porovnání s teoretickými předpoklady získané simulací v programu PSpice. Odporové hodnoty pro dosažení daného činitele jakosti odpovídají **tab. 1.2**.



Obr. 6.1: Naměřené a teoretické charakteristiky digitálně řízeného filtru (I^2C)

Při samotném měření je nutné dobře znát souběh používaných kanálů, které využíváme ve dvojicích ať už pro naladění příslušného mezního kmitočtu nebo zvolené aproximační funkce, neboť se ukázalo, že např. pro dokonalý souběh dvojice kanálů pro řízení mezního kmitočtu je nutné udržovat mezi kanály rozdíl deseti pozic, čímž bylo možné dosáhnout souběhu daných hodnot odporu s rozdílem v řádu jednotek ohmů. Tato specifická situace je pro každý vyrobený kus jiná a je nutné s ní při konstrukci dopředu počítat.

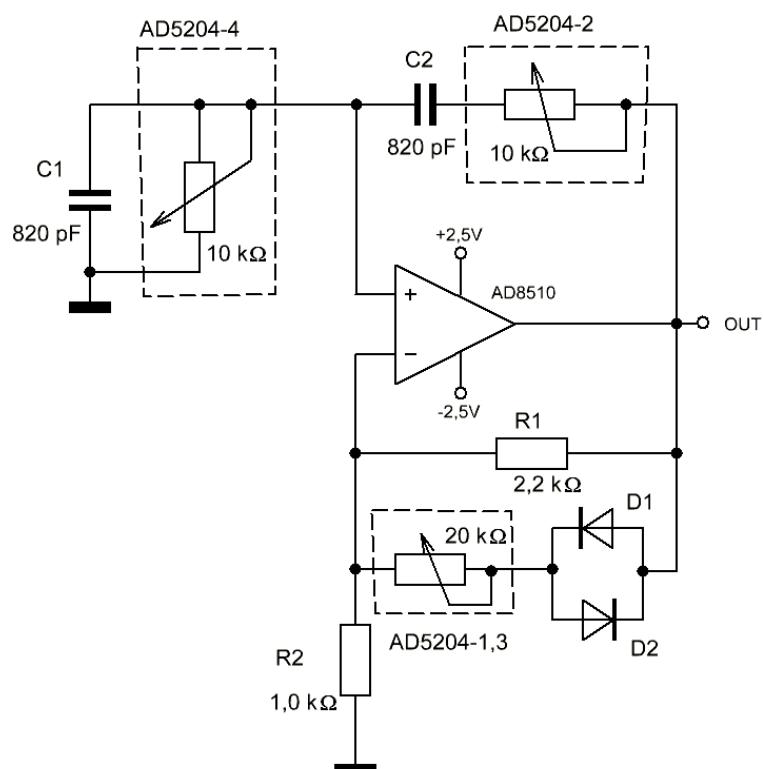
Zároveň se také ukázala poměrně zatelná nestabilita tohoto filtru při práci na kmitočtech přesahujících hodnotu 500 kHz. Ta se projevila především neúplně jednoznačné identifikaci vyslaného pozičního bytu a také poklesem činitele jakosti. Tento projev parazitních kapacit u potenciometrů diskutovaný v kapitole 3 se úměrně zvyšuje s počtem využívaných pozic potenciometru a s pracovní frekvencí. Vzhledem k tomu, že zároveň se změnou velikosti odporu směrem k vyšším hodnotám klesá mezní kmitočet filtru dochází tak k jakémusi pomyslnému střetu těchto dvou efektů právě na kmitočtu 500 kHz. Na tomto kmitočtu je využíváno asi 25 pozic z celkového rozsahu potenciometrů. Zároveň však vlivem výše popsaného efektu nesouběhu pozic jednotlivých kanálů dochází k situaci k je každý z potenciometrů zatížen jinou velikostí parazitní kapacity, což mohlo ovlivnit vlastnosti celého obvodu nad deklarovanou mezní frekvencí stability. Pro úplnost je nutné říci, že deklarovaná hodnota frekvenční zatížitelnosti udávaná v katalogovém listu k danému typu potenciometru prakticky odpovídá hodnotě již výše zmíněné. S ohledem na integritu signálu rozhoduje také typ pouzdra, který bude daný typ potenciometru využívat. V tomto případě byly využity potenciometry v pouzdře typu TSSOP a dá se tedy říci, že z hlediska udávaných parametrů pro maximální kmitočtové využití bývají potenciometry právě v těchto typech pouzder vystaveny většímu riziku možných parazitních vlivů již při nižších kmitočtech řádu několik stovek kHz. Nemusí to být však vždy pravidlem např. čtyřkanalový potenciometr ISL22343 [30] o nominální hodnotě $R_{nom} = 10 \text{ k}\Omega$ má při využití poloviny svého odporového rozsahu deklarovanou maximální frekvenci použitelnosti $f_{max} = 1 \text{ MHz}$. Záleží tak také především na množství integrovaných přídatných komponent jako jsou např. další vestavěné paměti apod.

6.2 Digitálně řízený filtr (SPI) s oscilátorem

S ohledem na výše popsané nestabilní projevy na vyšších frekvencích a také na možnost řídit filtr jedním čtyř-kanalovým potenciometrem byl pro laboratorní využití navržen stejným typ filtru jako výše popsaným ovšem s menšími parazitními projevy. Pro konstrukci je využit digitální potenciometr typ AD5204, který je dostupný v pouzdře DIL. Tento typ je využit v obou dvou přípravných s maximálním využitím všech kanálů. Porovnáním katalogových hodnot s předchozím popsaným typem AD5242 umožňuje tento potenciometr dosáhnout vyšší pracovní kmitočty (konkrétní maximální udávaný kmitočet se pohybuje kolem hodnoty 700 kHz bez ohledu na využitý počet rozsahu daných kanálů potenciometru) a disponuje možností až třikrát větší proudové zatížitelnosti jednotlivých odporových výstupů (udávaná hodnota je $I_{max} = \pm 11 \text{ mA}$) a je vybaven komunikačním rozhraním SPI. Oba dva využití kusy dosahovaly výborných hodnot souběhu, kdy kanály na všech pozicích nemají větší odchylku než asi $\pm 5\Omega$.

6.2.1 Digitálně řízený oscilátor

První z obvodů, který tvoří výsledný laboratorní přípravek představuje digitálně řízený Wienův oscilátor (resp. oscilátor s Wienovým článkem) se stabilizací amplitudy pomocí antiparalelně zapojených diod s možností nastavení jak samotné frekvence tak amplitudy výstupního signálu. Jednoduchá obvodová struktura je uvedena na **obr. 6.2**. Frekvenci oscilací lze přeladovat současnou změnou obou odporů. Tyto jsou na **obr. 6.2** představovány čtvrtým a druhým ze čtyř kanálů potenciometru. Další dva kanály tvoří v sériovém zapojení rezistor o maximální velikosti 20 kΩ.



Obr. 6.2: Digitálně řízený Wienův oscilátor

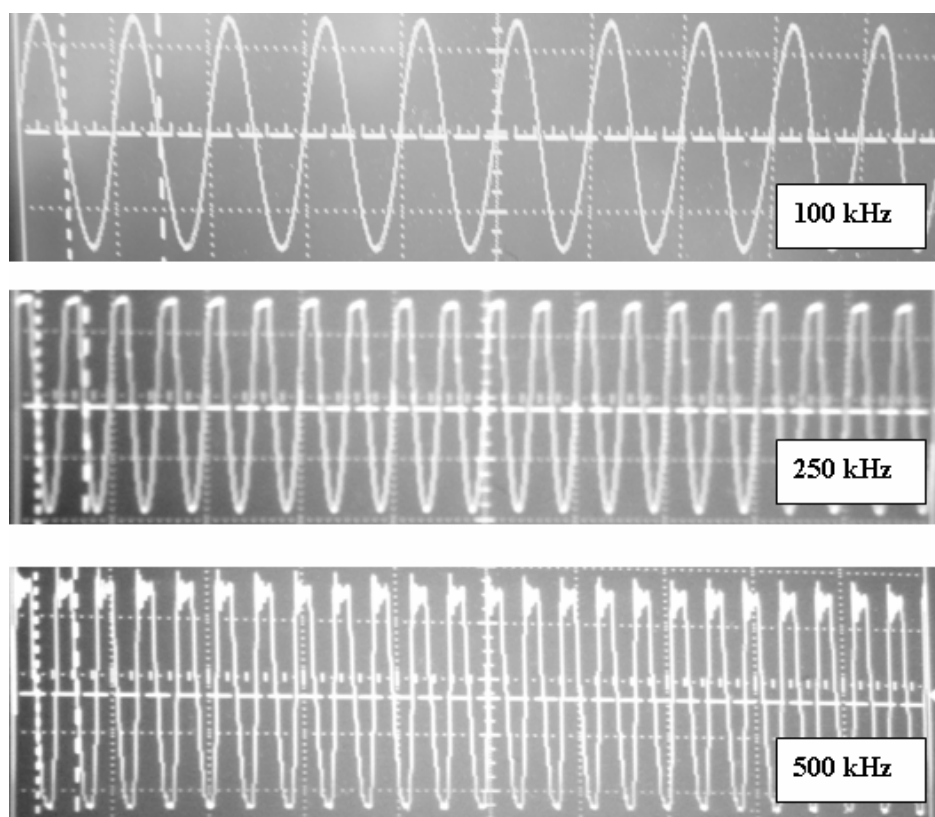
Jedná se o klasické zapojení zpětnovazebního oscilátoru uvedené v [5], kde také můžeme najít známé vztahy k zaručení stabilních oscilací. Oscilátor bude kmitat, pokud budou splněny obě podmínky vzniku oscilací. Fázová podmínka vzniku oscilací bude splněna na kmitočtu dle následujícího vztahu [5]

$$f_{osc} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}, \quad (6.1)$$

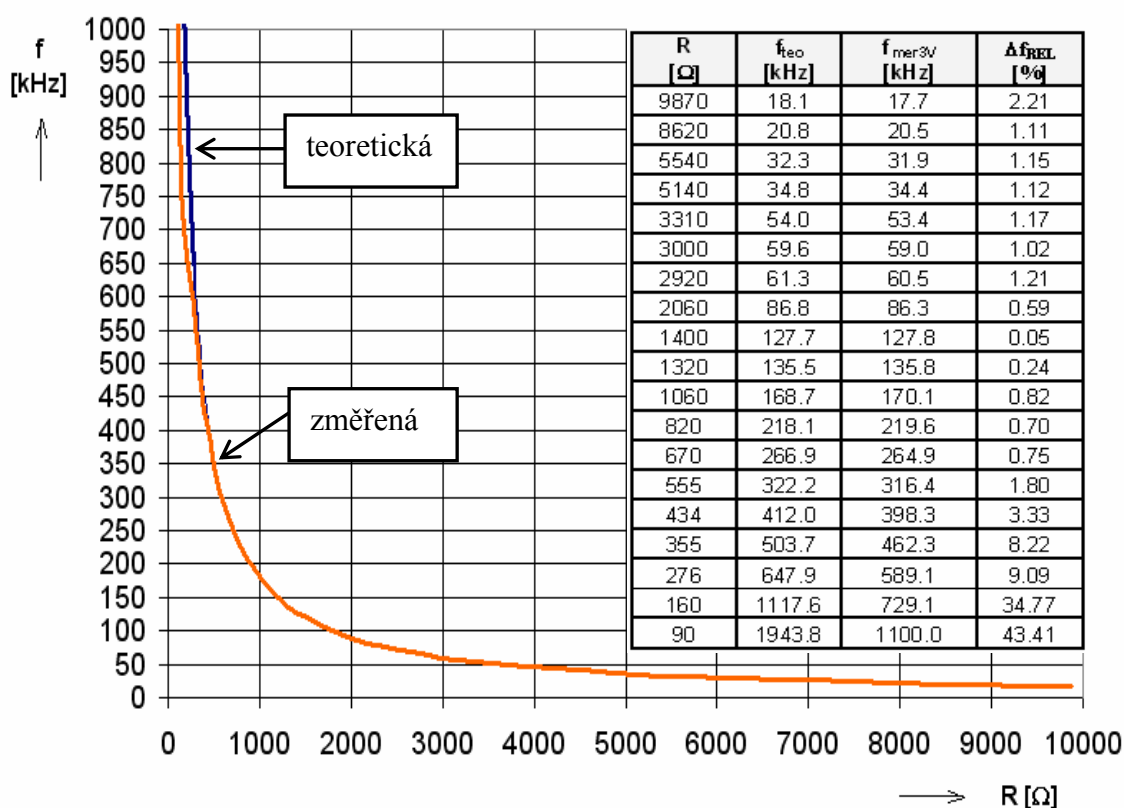
kde veličina R představuje hodnotu odporu již výše jmenovaných dvou kanálů potenciometru u kterých se předpokládá v ideálním případě absolutní shoda.

Naměřené průběhy oscilátoru lze vidět na následujících třech obrazových výstupech z oscilátoru Hewlett Packard 54603B na **obr. 6.3**. Z těchto průběhů je patrné, že i potenciometr se čtyřmi kanály je možné provozovat bez vážnějších problémů na kmitočtech vyšších než je 200 kHz. Zákřivky patrné na frekvencích blízkých se maximu pracovního kmitočtu potenciometru nejsou způsobené ani tak samotným potenciometrem jako nedostatečným tranzitním kmitočtem zvoleného operačního zesilovače AD8510, u kterého činí tato hodnota $f_T = 8$ MHz. Tento typ byl vybírán s ohledem na malou hodnotu vlastního šumu a nízké odběrové nároky. Zároveň umožňuje funkčnost i při malých hodnotách symetrického napájecího napětí, které pro celý obvod oscilátoru činí maximálně $\pm 2,7$ V. Dále se také nepředpokládá odchylka odporových drah potenciometrů větší než 5 % i při nejnižších hodnotách nastaveného odporu, což bylo praktickým měřením ověřeno. Je tedy možné říct, že přenos Wienova článku je při takto malých rozdílech na kmitočtu nastaveném dle vztahu 6.1 stále roven $1/3$ viz také opět [5]. Rozhodující vliv tak na výsledné průběhy může mít také kvalita stabilizace amplitudy. Přesným souběžným laděním je možné dosáhnout tak velmi dobré shody frekvence oscilací s teoretickými hodnotami až do kmitočtu přibližně 600 kHz. Také si je nutné uvědomit, že se snižujícími se odporovými hodnotami je chyba mezi souběhem kanálů v poměru k nastavovaným hodnotám několikanásobně větší než je tomu u hodnot pohybujících se v řádech jednotek k Ω .

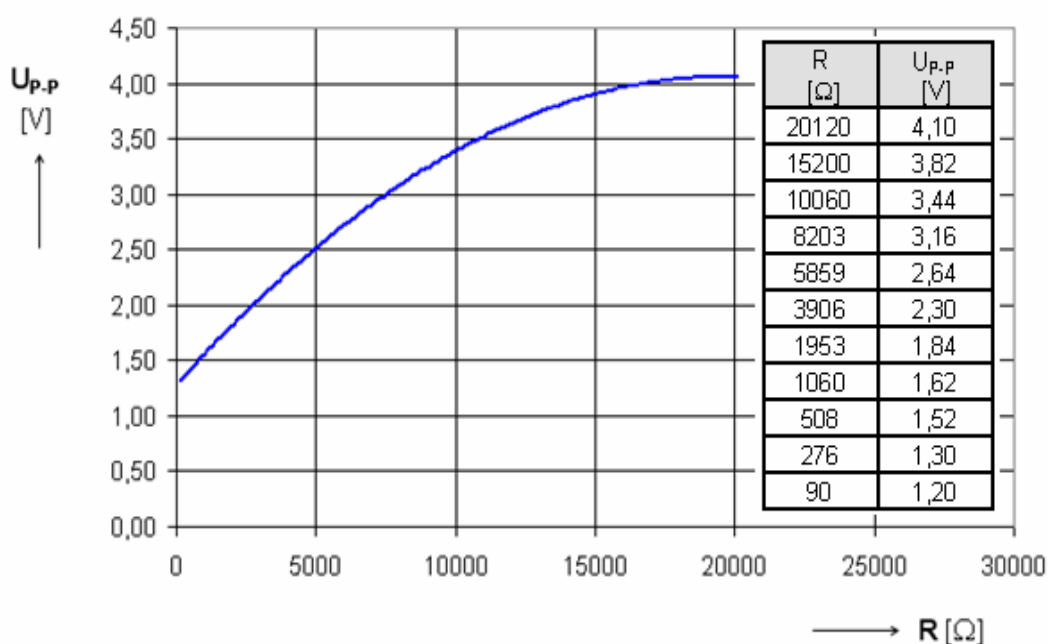
Co se týče rozsahu nastavitelných parametrů je možné s velmi dobrou přesností provozovat tento oscilátor v rozsahu kmitočtů od 18 kHz do 500 kHz. Rozsah amplitudy je pro výše uvedené napájecí napětí $U_{OSC} = \pm 0,6$ V až ± 2 V. Porovnání přesnosti na jednotlivých kmitočtech ve srovnání s teoretickými hodnotami je uvedené na **obr. 6.4**, kde je vidět i grafické srovnání teoretického a naměřeného průběhu. Na **obr. 6.5** je uvedená závislost amplitudy oscilací na nastavovaném odporu.



Obr.6.3: Průběhy pro tři vybrané kmitočty oscilátorů



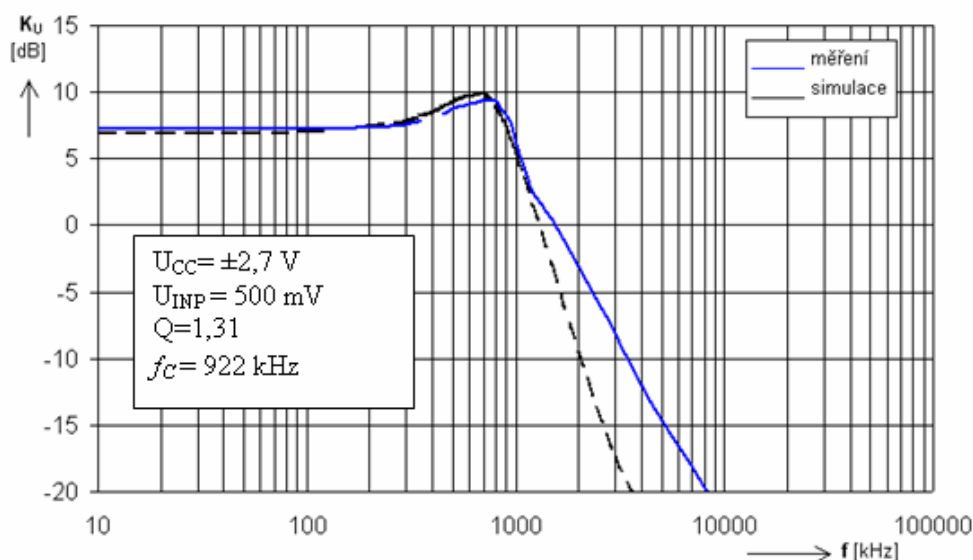
Obr. 6.4: Závislost velikosti frekvence na souběžně nastavovaném odporu dvou kanálů



Obr. 6.5: Závislost výstupního napětí oscilátoru $U_{p,p}$ na nastavovaném odporu

6.2.2 Digitálně řízený filtr (SPI)

Filtr je navržen opět ve struktuře Sallen-Key a celá měřicí úloha vychází ze zadání diplomové práce. Tedy s možností změny aproximační funkce v závislosti na změně zesílení obvodu. Zvolený operační zesilovač je typ OPA211 [10]. Tranzitní kmitočet splňuje podmínku uvedenou ve vztahu 2.1 a činí $f_T = 42$ MHz. Samotný zesilovač je samozřejmě stabilní při jednotkovém zesílení a pracuje již od symetrického napájení $\pm 2,25$ V. Konstrukční podklady včetně výkresové dokumentace k výslednému přípravku je možné najít opět v příloze této práce. Na **obr. 6.6** je uvedená obdobná charakteristika jako na **obr. 6.1** jen s tím rozdílem, že filtr dosahuje uspokojivých hodnot i na kmitočtech pohybujících se kolem hodnoty 1 MHz. V příloze projektu v sekci obsahující vzorovou laboratorní úlohu je možné vidět obdobné měření, kde je samotná přenosová charakteristika zobrazena včetně pásma potlačení. To v ideálním případě činí přibližně $K_{POT} = 40$ dB a je dosahováno na nižších kmitočtech. Při kmitočtech nad 1 MHz je dosažitelná hodnota potlačení vlivem parazitních kapacit přibližně poloviční.

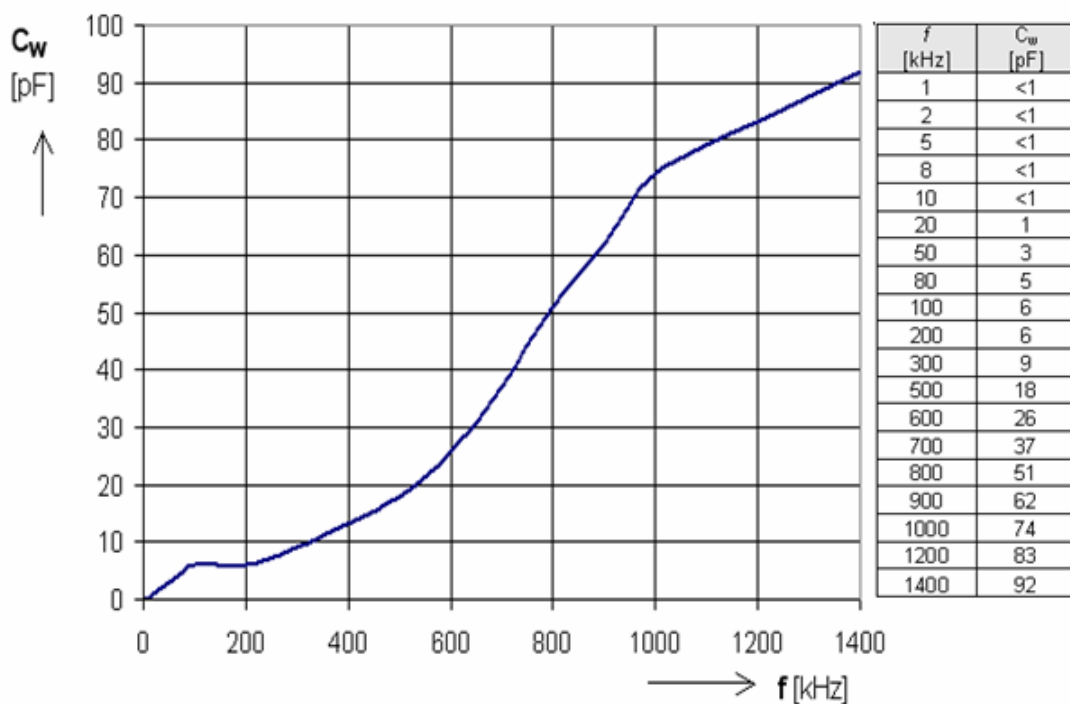


Obr. 6.6: Porovnání teoretické a naměřené charakteristiky pro Čebyševovu aproximaci

6.2.3 Parazitní kapacity potenciometru AD5204

Ze specifikací v katalogovém listu je možné najít hodnotu parazitní kapacity jezdecky potenciometru měřenou při frekvenci 1 MHz vůči zemi při čtvrtinovém využití rozsahu potenciometru. Tato hodnota činí $C_W = 60$ pF. Ze simulací provedených v podkapitole 3.3 je patrné že výraznější ovlivnění přenosové charakteristiky filtru nastává při hodnotě právě pohybující se kolem výše uvedené. Při praktickém měření v laboratořích se ukázala pro tento typ potenciometru jako mezní frekvence 900 kHz. Při této frekvenci dosahovali parazitní kapacity jezdecky potenciometru hodnoty přibližně 62 pF při využití jen desetin rozsahu. Uvedenou hodnotu je s ohledem na konstrukční a laboratorní podmínky brát s jistou rezervou nicméně do hodnoty frekvence přibližně 300 kHz se parazitní kapacity v celém rozsahu potenciometru pohybovaly v rozmezí 5 pF až 15 pF což nemělo na výsledný průběh přenosové charakteristiky ani testovaného digitálně řízeného oscilátoru téměř žádný vliv.

Na **obr. 6.7** je možné vidět závislost parazitní kapacity jednoho kanálu potenciometru při nastavené 40 pozici což je asi šestina z celkového rozsahu potenciometru v závislosti na frekvenci vstupního sinusového signálu jehož amplituda bylo zvolena s ohledem na maximální dovolenou hodnotu napájecího napětí potenciometru na $U_{VSTP-P} = 2 \text{ V}$.



Obr. 6.7: Závislost parazitní kapacity jednoho kanálu potenciometru na frekvenci vstupního sinusového signálu

6.3 Shrnutí výsledků

S ohledem na výše uvedené praktické výsledky je možné učinit pro použití digitálních potenciometrů ve filtračních aplikacích několik důležitých závěrů. Při použití těchto obvodů na nízkých kmitočtech přibližně do 200 kHz je možné provozovat všechny typy potenciometrů s nominální hodnotou do 25 k Ω . Zároveň nejsme v tomto pásmu ani omezení počtem pozic a je tak možné např. využitím potenciometrů s počtem 1024 pozic dosáhnout velmi dobrou šířku provozního pásma v oblasti audio aplikací. Dalším limitujícím faktorem je nutnost dodržovat přesně napět'ové úrovně vztažené vůči zemi a také proudové omezení, které se pohybuje v řádech jednotek až několik málo desítek mA (obvykle max. 20 mA) na každou možnou dvojici výstupů. Tedy např. mezi koncovými body nebo mezi jezdcem a zvoleným koncovým bodem. Se zvyšujícími se frekvenčními požadavky se výběr vhodného typu potenciometru zužuje jak z hlediska využitého počtu pozic tak také z hlediska volby nominální hodnoty jednotlivých typů. Tímto také logicky dochází k omezení široko-pásmovosti dané aplikace. Vezmeme-li ovšem v potaz využitelnost struktury Sallen-Key z hlediska maximální provozovatelné frekvence dají se frekvenční vlastnosti potenciometrů s nominální hodnotou 10 k Ω a méně považovat při pracovních frekvencích mírně přesahujícím pásmo 1 MHz za dostatečné. Lze se také řídit dle [31].

7 ZÁVĚR

Celá představená práce je strukturována do třech hlavních částí, z nichž první část se zabývá teoretickým rozbořem a možnostmi jak samotné struktury Sallen-Key, tak také možnostmi digitálně řízených potenciometrů, jakožto výhodné náhrady mechanických potenciometrů v analogových obvodech. V rámci této části je též navržen digitálně řízený filtr u něhož je možné změnou zesílení obvodu měnit typ aproximace modulové charakteristiky a jenž je základem pro vzniklý laboratorní přípravek. Podstatnou část zaujímají také nezbytné simulace, které jak se v praktické části ukázalo mají poměrně dobrou vypovídací hodnotu, také co se týče modelování nežádoucích parazitních kapacit přítomných u digitálních potenciometrů při použití na vyšších frekvencích.

Další část je zaměřena na praktickou realizaci univerzálního komunikačního řetězce, pomocí kterého lze ovládat širokou škálu digitálně řízených prvků. Vytvořena byla také univerzální aplikace Digipot, která svou strukturou umožňuje řídit veškeré typy digitálních potenciometru disponujících rozhraním I²C, SPI či Up/Down. Uživatel této aplikace nemusí být zasvěcen podrobně do celé problematiky řízení, stačí pouhá znalost počtu vysílaných instrukcí a jejich nastavení. Aplikace umožňuje jednoduchým způsobem nastavovat strukturu celkového vysílaného slova a podporuje i funkce zpětného čtení stavu jak samotných kanálů, tak také vestavěné paměti, která může být např. využita pro počáteční kalibraci filtračního obvodu apod. Zároveň také podporuje doplňkové funkce, které zajistí uživateli větší komfort při řízení vícekanálových potenciometrů. Aplikace byla s úspěchem testována na potenciometrech od společností Analog Devices, Maxim, Dallas Semiconductor, Catalyst a Intersil. Pro testování byly vybrány typy s co možná nejodlišnější strukturou řízení a s různým počtem odporových kanálů. Na tomto základě byla postavena univerzálnost aplikace. Za všechny lze vyjmenovat typy AD5242 (I²C), AD5204 (SPI), AD5235 (SPI), AD5255 (I²C), AD5254 (I²C), CAT5259 (I²C), CAT5269 (I²C), DS1867 (SPI), DS1803 (I²C), DS1844 (I²C), MAX5408 (I²C), MAX5413 (SPI), MAX5128 (Up/Down), MAX5471 (Up/Down), X9221 (I²C), X9259 (I²C), ISL22323 (I²C), z nichž valná většina je uvedena i v doporučené literatuře. Během samotného testování a provozu aplikace nebyly zjištěny žádné vážnější nedostatky v oblasti řízení prvků. Je nutné však poznamenat, že pro úplné odladění aplikace by byla nutná konfrontace i s dalšími potencionálními uživateli, kdy na základě jejich požadavků lze funkce aplikace doplnit či rozšířit.

Poslední část zahrnuje praktické měření vytvořených přípravků pro laboratorní účely u kterých se obvodová struktura použitím výše uvedeného komunikačního interface velmi zjednodušuje hlavně s ohledem na počet použitých doplňkových pasivních součástek viz obvodová zapojení uvedená v **příloze A a C**. Zároveň je měřením na těchto přípravcích diskutováno omezení digitálně řízených prvků s ohledem na hodnotu použité frekvence a další důležité parametry. Výsledný laboratorní přípravek je tak tvořen kromě digitálně řízeného filtru ve struktuře Sallen-Key také digitálně řízeným oscilátorem s Wienovým článkem. Celý tento uvedený koncept má pomoci modernizovat laboratorní výuku zaměřenou na práci s analogovými obvody.

Příloha projektu obsahuje veškeré konstrukční podklady pro výrobu obou typů digitálně řízených filtrů jak pro komunikaci pomocí rozhraní I²C tak také pro rozhraní SPI. Dále jsou zde uvedeny nejdůležitější pasáže z programového kódu nutné pro řízení komunikačního rozhraní a také výkresová dokumentace k vytvořenému přípravku. Poslední část přílohy obsahuje obrazovou dokumentaci všech vytvořených přípravků. Na přiloženém CD je k dispozici celý program i se všemi volně přístupnými zdrojovými kódy včetně vytvořené knihovny, která umožňuje pracovat až se čtyřmi porty zároveň.

LITERATURA

- [1] DOSTAL, T. *Elektrické filtry*. Skripta FEKT VUT UREL, Brno, 2004/2007. 144 s. ISBN 80-214-2561-X.
- [2] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. *Kmitočtové filtry*, Praha: Nakladatelství BEN – technická literatura, 2002. 535 s. ISBN 80-7300-023-7.
- [3] Analog Devices, P. O.Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, USA. *Low Noise, 90 MHz Variable Gain Amplifier AD603* [online]. Datasheet, 20 s., 2005. Dostupné [www <http://www.analog.com/>](http://www.analog.com/).
- [4] Analog Devices, P. O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, USA. *Dual-Channel, I^2C Compat., 256 Position, Digital Potentiometer AD5242* [online]. Datasheet, 16 s., 2002. Dostupné na [www: <http://www.analog.com/>](http://www.analog.com/).
- [5] PUNČOCHÁŘ, J. *Operační zesilovače v elektrotechnice*, Praha: Nakladatelství BEN – technická literatura, 2002. 495 s. ISBN 80-7300-059-8.
- [6] Analog Devices, P. O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, USA. *Dual-Channel, I^2C Compat., 256 Position, Digital Potentiometer AD5243* [online]. Datasheet, 20 s., 2009. Dostupné na [www: <http://www.analog.com/>](http://www.analog.com/).
- [7] Analog Devices, P. O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, USA. *AD844: 60MHz, 2000 V / μ s Monolithic Op Amp* [online]. Datasheet, 20 s., 2002. Dostupné na [www: <http://www.analog.com/>](http://www.analog.com/).
- [8] AXMAN, V. *Využití transimpedančních zesilovačů v aktivních filtrech* [online], 2002, [cit. 2009-26-05]. Dostupné na [www: <http://radio.feld.cvut.cz/AES/atp2002/proc/paper06.pdf>](http://radio.feld.cvut.cz/AES/atp2002/proc/paper06.pdf).
- [9] Analog Devices, P. O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, USA. *Low Cost, High Speed, Low Power Dual Operational Amplifier AD826* [online]. Datasheet, 14 s., 2000. Dostupné na [www: <http://www.analog.com/>](http://www.analog.com/).
- [10] Texas Instruments Inc. Dallas, Texas 75243-1108 USA. *1,1 nV / Hz Noise, Low Power Precise Operational Amplifier OPA211* [online]. Datasheet, 34 s., 2009. Dostupné na [WWW: <http://www.ti.com/>](http://www.ti.com/).
- [11] VRBA, K., KUBÁNEK, D. Použití digitálních potenciometrů k řízení parametrů kmitočtových filtrů. *Elektrorevue* [online]. 2002, č.50 [cit. 2009-26-05]. Dostupné na [www: <http://www.elektrorevue.cz>](http://www.elektrorevue.cz).
- [12] Analog Devices, P. O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, USA. *NonVolatile, Dual Channel, 1024-position, Digital Potentiometer AD5235*. [online]. Datasheet, 28 s., 2009. Dostupné na [www: <http://www.analog.com/>](http://www.analog.com/).
- [13] Analog Devices, P. O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, USA. *NonVolatile, Quad Channel, 256-position, Digital Potentiometer AD5254*. [online]. Datasheet, 32 s., 2005. Dostupné na [www: <http://www.analog.com/>](http://www.analog.com/).
- [14] HRBÁČEK, J. *Komunikace mikrokontroléru s okolím 2*, Praha: Nakladatelství BEN – technická literatura, 2002. 152 s. ISBN 80-86056-73-2.

- [15] Philips Semiconductors. *I²C Bus Specification* [online]. Datasheet, 51 s., 2003. Dostupné na www: <<http://www.nxp.com>>.
- [16] BURKHARD, K. *Elektronika s podporou PC*, Ostrava-Plesná: Nakladatelství HEL, 2004. 183 s. ISBN 80-86167-22-4
- [17] Maxim Dallas Semiconductor, 120 SAN GABRIEL DRIVE, SUNNYVALE, CA94086. *MAX232: 5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receiver* [online]. Datasheet, 16 s., 1999. Dostupné z www: <<http://www.maxim-ic.com>>.
- [18] Future Technology Devices International Ltd. *FT232BM USB UART IC* [online]. Datasheet, 43 s., 2009. Dostupné na www: <<http://www.ftdichip.com>>.
- [19] National Semiconductors. *256-/1024-/2048-/4096-Bit Serial EEPROM with Data Protect and Sequential ReadDiodes and Buffers 93CS06* [online]. Datasheet, 14 s., 2000. Dostupné z www: <<http://www.national.com>>.
- [20] Future Technology Devices International Ltd. *FT4232H Hi-Speed USB – Quad UART IC* [online]. Datasheet, 43 s., 2009. Dostupné na www: <<http://www.ftdichip.com>>.
- [21] Texas Instruments Inc. Dallas, Texas 75243-1108 USA. *8-bit expander PCF8574* [online]. Datasheet, 12 s., 2001. Dostupné na www: <<http://www.ti.com/>>.
- [22] MATOUŠEK, D. *Udělejte si z PC*. Praha: Nakladatelství BEN – technická literatura, 2001. 175 s. ISBN 80-7300-036-9.
- [23] PEACOCK, C. *Interfacing Example - Connecting a LCD Module to the RS-232 Port* [online]. 2005. Dostupné na www: <<http://www.beyondlogic.org/serial/serial3.htm>>.
- [24] Powertip Technology, Inc. 26231 Enterprise Court, Lake Forest, CA 92630. *PC-1602F LCD Module* [online]. 65 s., 2001. Dostupné na www: <<http://www.powertipusa.com/char.htm>>.
- [25] Texas Instruments Inc. Dallas, Texas 75243-1108 USA. *Adjustable Positive and Negative Voltage Regulator LM317 and LM237* [online]. Datasheet, 22 s., 2008. Dostupné na www: <<http://www.ti.com/>>.
- [26] BABČÁNIK, Jan. *Indikátor napětí se dvěma OZ* [online]. 2007. Dostupné na www: <<http://hw.cz / Teorie-a-praxe/Konstrukce/ART1857-Indikator-napeti-se-dvema- OZ.html>>.
- [27] ŠEVČÍK, Břetislav. Universal Interface for Control of Digital Potentiometers in Analog Systems. In *Proceedings of the 15th Conference Student EEICT 2009*. Brno: Brno University of Technology, 2009, p. 50–52. ISBN 978-80-214-3868-2
- [28] BURKHARD, K. *Využití rozhraní PC pod Windows*, Ostrava-Plesná: Nakladatelství HEL, 2000. 150 s. ISBN 80-86167-13-5.
- [29] Texas Instruments Inc. Dallas, Texas 75243-1108 USA. *Active Low/Pass Filter Design* [online]. Datasheet, 23 s., 2002. Dostupné na www: <<http://www.ti.com/>>.
- [30] Intersil (Elantec). *Quad Digitally Controlled Potentiometer ISL2234* [online]. Datasheet, 18 s., 2008. Dostupné z www: <<http://www.intersil.com>>.

- [31] Maxim Dallas Semiconductor, 120 SAN GABRIEL DRIVE, SUNNYVALE, CA94086. *How to Increase the Bandwidth of Digital Potentiometers* [online]. Datasheet, 10 s., 2002. Dostupné z www: <<http://www.maxim-ic.com>>.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

zkratky

| | |
|-------|--|
| AL | absolutní nelinearita (hodnocený parametr u digit. potenciometrů) |
| ARC | aktivní filtry RC |
| I2C | dvouvodičové komunikační sériové rozhraní |
| MI | nejmenší možný krok potenciometru |
| RDAC | obvodová jednotka digitálního potenciometru pro změnu odporu |
| RL | relativní nelinearita (hodnocený parametr u digit. potenciometrů) |
| SPI | čtyřvodičové komunikační sériové rozhraní |
| DP-SK | označení aktivního filtru typu dolní propust ve struktuře Sallen-Key |
| SAB | single amplifier biquad, označení filtru s jedním aktivním prvkem |

symbols

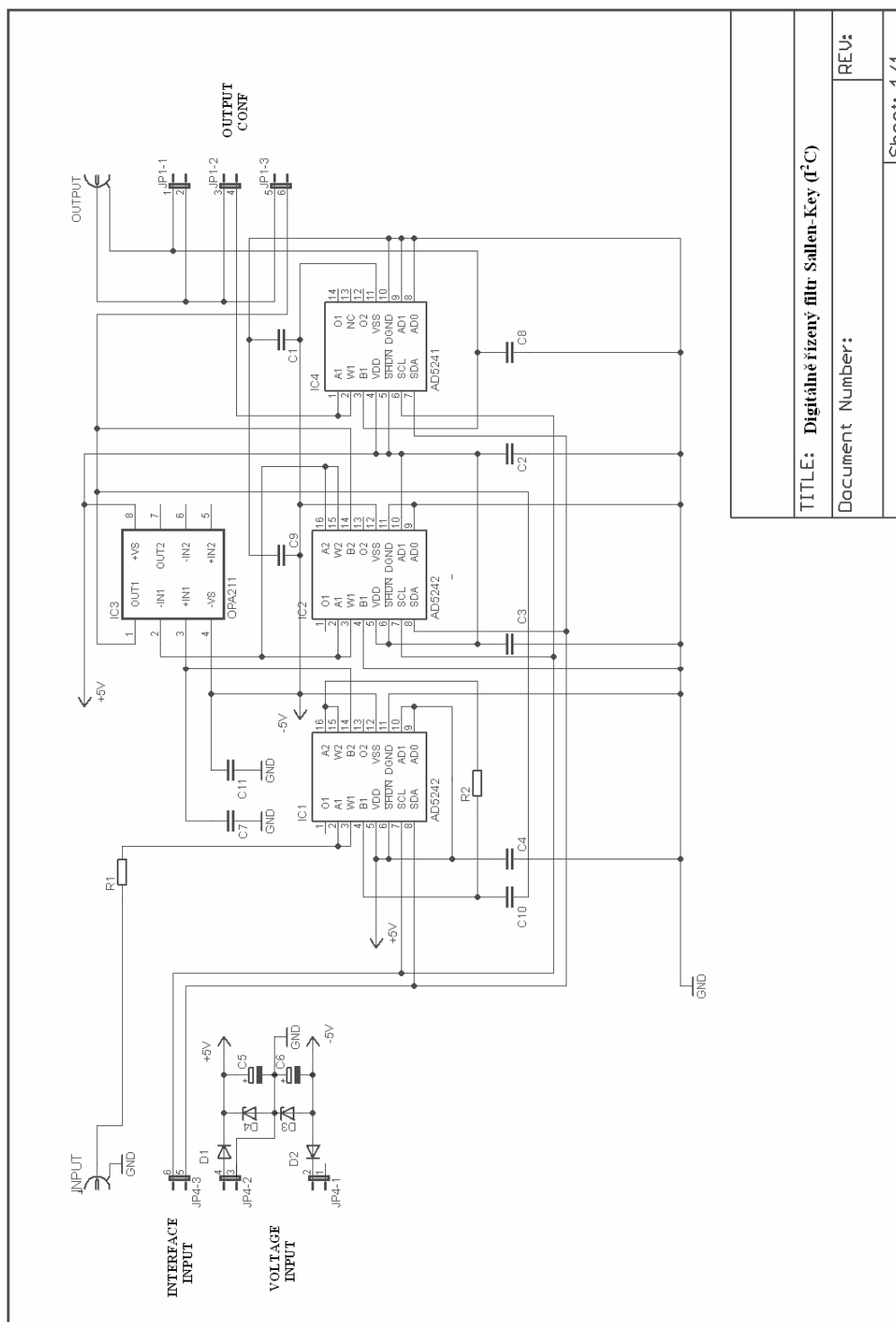
| | |
|-------------------------|---|
| A | zesílení zesilovače |
| a_k, b_k | koefficienty čitatele a jmenovatele přenosové funkce |
| α, α_{02} | parametr představující převrácenou hodnotu činitele jakosti, platnost pro dílčí realizaci 2. řádu |
| f_m, f_{m3dB} | mezní kmitočet dolní propusti (pro pokles o 3 dB) |
| f_0 | rezonanční (střední) kmitočet |
| f_P | mezní kmitočet pásma potlačení přenosu dolní (horní) propusti |
| f_T, GBW | tranzitní kmitočet operačního zesilovače |
| k_n | koefficient pro kmitočtovou transformaci |
| K | přenos filtru |
| K_{POT} | maximální přenos v nepropustném pásmu (potlačení přenosu) |
| $K(p)$ | komplexní funkce přenosu napětí |
| Q | činitel jakosti |
| R_{AB} | nominální odpor mezi koncovými body potenciometru |
| R_W | odpor jezce potenciometru a zároveň zahrnuje i odpor vnitřních přepínačů |
| ω_0, ω_{02} | střední úhlový kmitočet [rad/s], zdůraznění platnosti pro dílčí realizaci 2. řádu |

SEZNAM PŘÍLOH

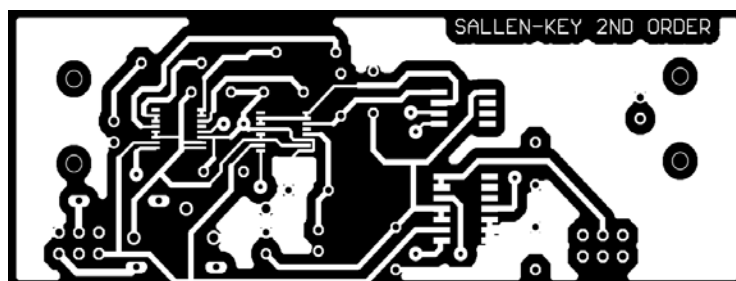
| | | |
|----------|--|-----------|
| A | DIGITÁLNĚ ŘÍZENÝ FILTR (I²C)..... | 66 |
| A.1 | Obvodové zapojení | 66 |
| A.2 | Deska plošného spoje – top (strana součástek)..... | 67 |
| A.3 | Deska plošného spoje – bottom (strana spojů) | 67 |
| A.4 | Osazovací plán plošného spoje | 67 |
| B | SEZNAM SOUČÁSTEK | 68 |
| C | DIGITÁLNĚ ŘÍZENÝ FILTR (SPI) | 69 |
| C.1 | Obvodové zapojení filtru | 69 |
| C.2 | Obvodové zapojení oscilátoru..... | 70 |
| C.3 | Deska plošného spoje filtru – top (strana součástek)..... | 71 |
| C.4 | Deska plošného spoje filtru – bottom (strana spojů) | 71 |
| C.5 | Osazovací plán plošného spoje filtru | 71 |
| C.6 | Deska plošného spoje oscilátoru – top (strana součástek) | 72 |
| C.7 | Deska plošného spoje oscilátoru – bottom (strana spojů)..... | 72 |
| C.8 | Osazovací plán plošného spoje oscilátoru | 72 |
| C.9 | Výkresová dokumentace pro laboratorní přípravek..... | 73 |
| D | SEZNAM SOUČÁSTEK..... | 75 |
| D.1 | Rozpis součástek pro filtr..... | 75 |
| D.2 | Rozpis součástek pro oscilátor..... | 75 |
| D.3 | Rozpis součástek pro laboratorní přípravek..... | 75 |
| E | VZOROVÁ LABORATORNÍ ÚLOHA..... | 76 |
| F | PROGRAMOVÁ ČÁST | 84 |
| F.1 | Výběr z programového kódu | 84 |
| F.2 | Vývojový diagram programu..... | 86 |
| G | OBRAZOVÁ DOKUMENTACE | 87 |
| G.1 | Komunikační interface | 87 |
| G.2 | Napěťový regulátor | 87 |
| G.3 | Digitálně řízený filtr (I ² C)..... | 88 |
| G.4 | Digitálně řízený filtr (SPI) s oscilátorem | 88 |
| H | OBSAH CD PŘÍLOHY..... | 89 |

A DIGITÁLNĚ ŘÍZENÝ FILTR (I²C)

A.1 Obvodové zapojení

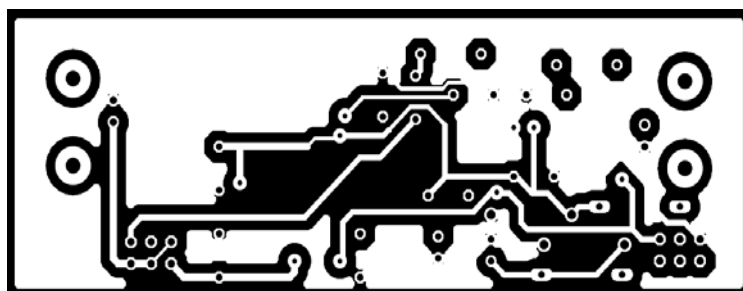


A.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



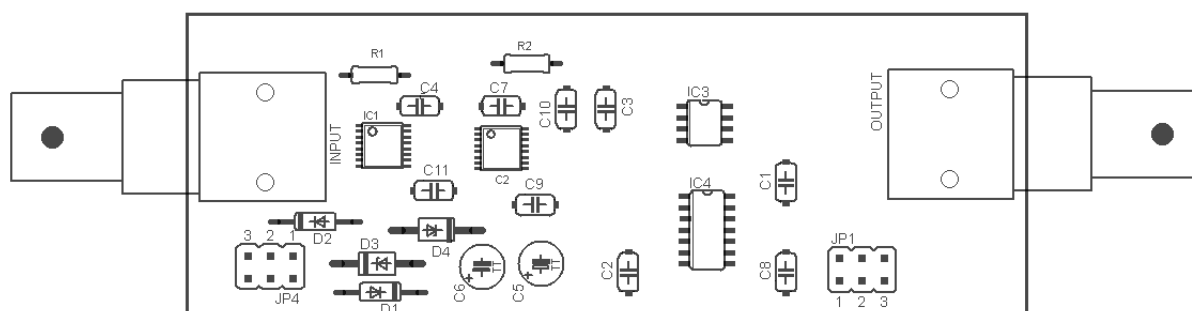
Rozměr desky 95 x 35 [mm], měřítko M1:1

A.3 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



Rozměr desky 95 x 35 [mm], měřítko M1:1

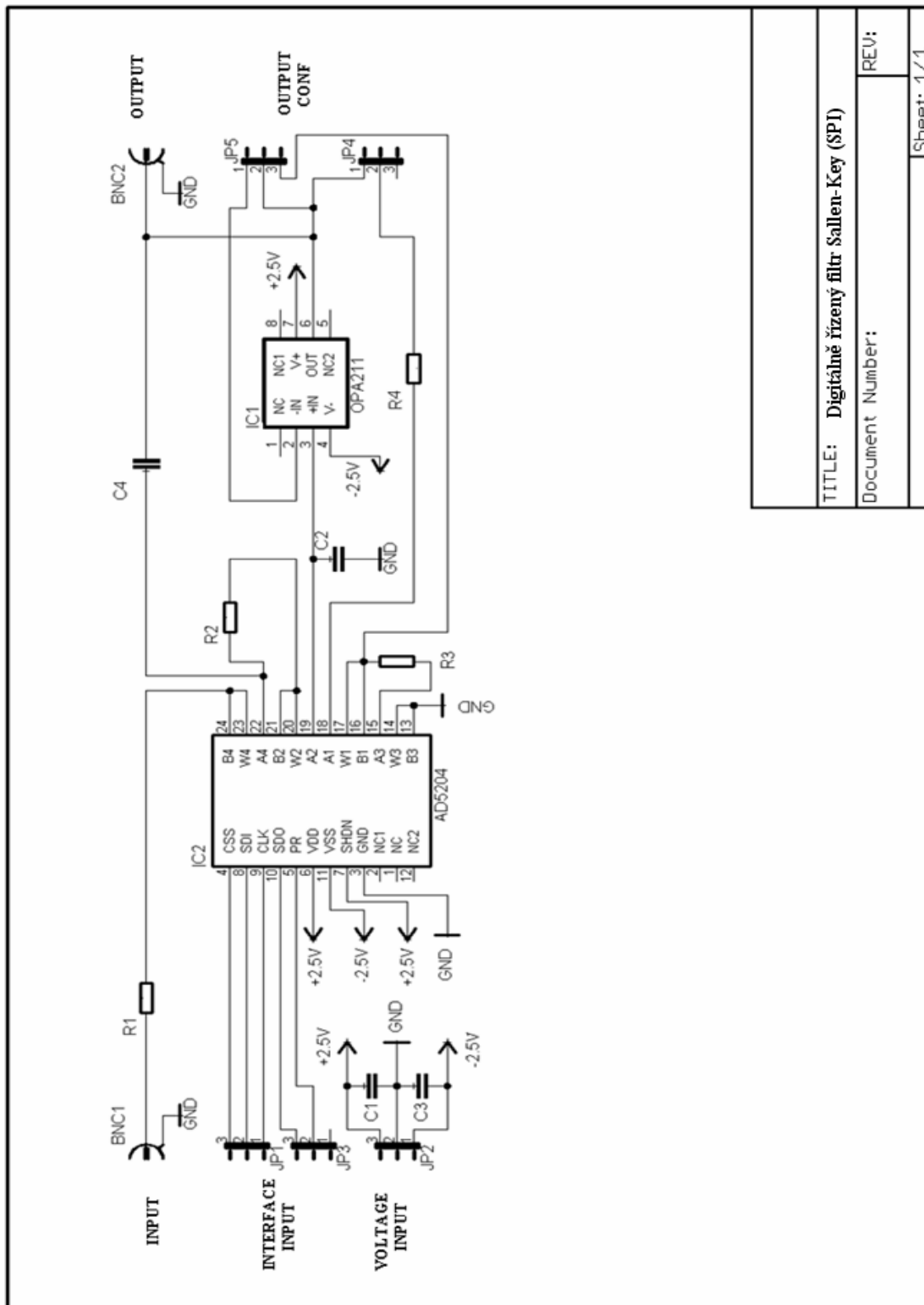
A.4 Osazovací plán plošného spoje



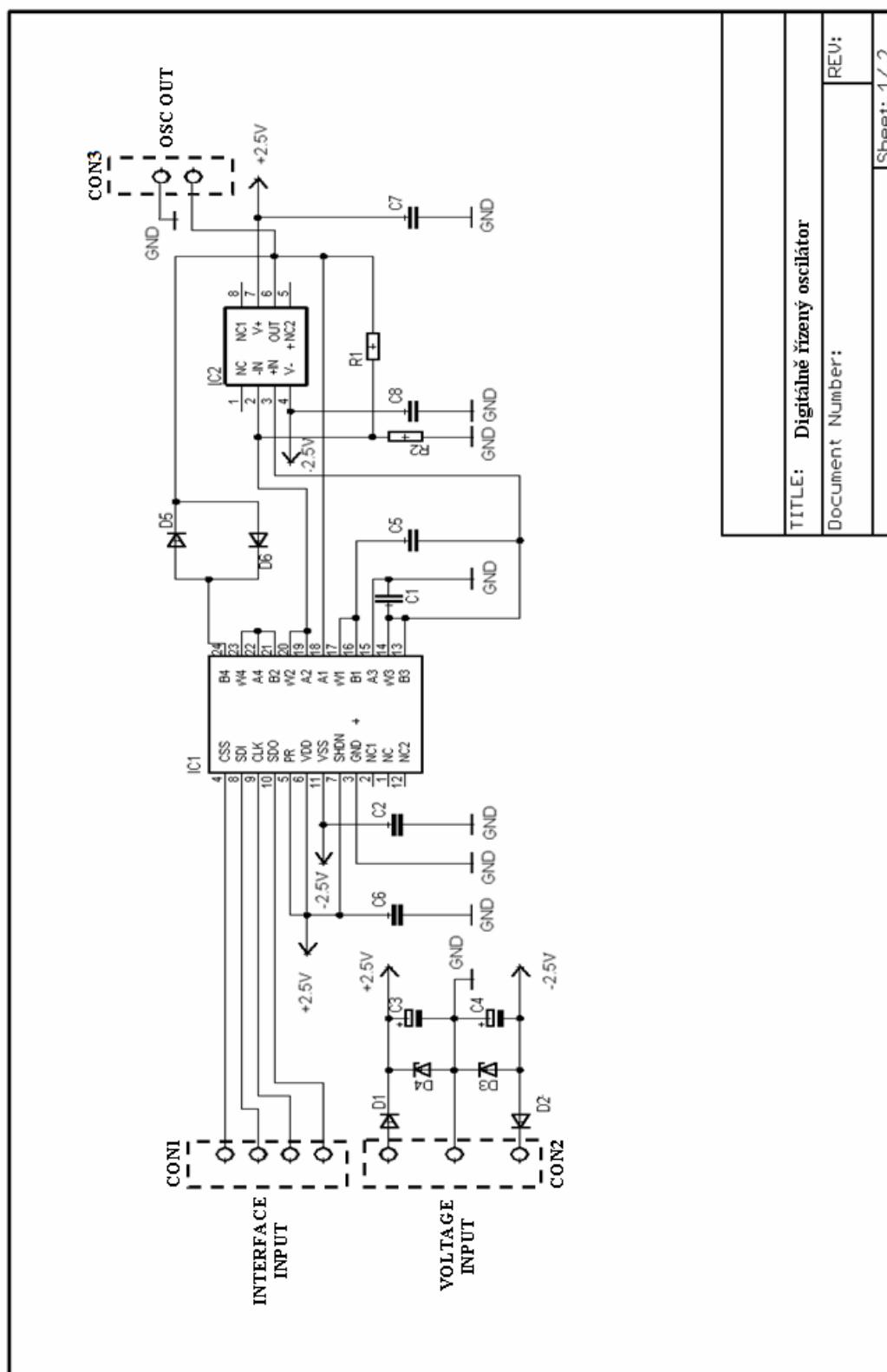
B SEZNAM SOUČÁSTEK

| Označení | Hodnota | Pouzdro | Popis |
|----------------------|-----------|----------|---|
| IC1,IC2 | AD5242 | TSSOP-16 | Digitální potenciometr dvoukanálový |
| IC3 | OPA211 | SOIC-8 | Operační zesilovač |
| IC4 | AD5241 | SOIC-14 | Digitální potenciometr jednokanálový |
| C1, C2, C3,C4,C9,C11 | 100n | C6423 | Keramický kondenzátor |
| C5,C6 | 10u / 10V | RE2 | Elektrolytický kondenzátor |
| C7,C8,C10, | 220p/100V | FKP-RM5 | Svitkový kondenzátor |
| D1,D2 | 1N4148 | DO35 | Stabilizační dioda |
| D3,D4 | 2,7V/1,3W | DO41 | zenerova dioda |
| R1,R2 | 470R | 0204 | Rezistor metalizovaný |
| BNC1, BNC2 | | | BNC konektor (50Ω) |
| JP1, JP4 | | | Lišta kontakťová-dvouřadá 2 x 3 kontaktů |

C DIGITÁLNĚ ŘÍZENÝ FILTR (SPI)



C.2 Obvodové zapojení oscilátoru



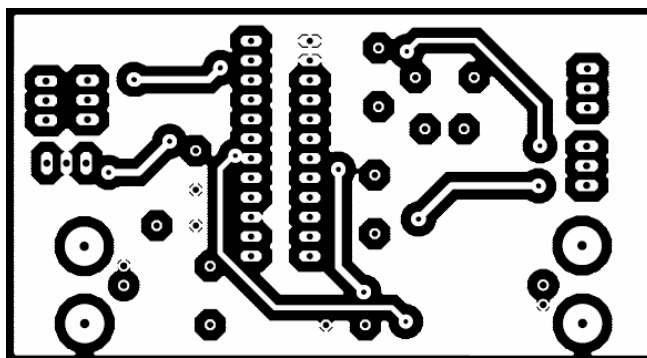
TITLE: Digitálně řízený oscilátor

Document Number:

REV:

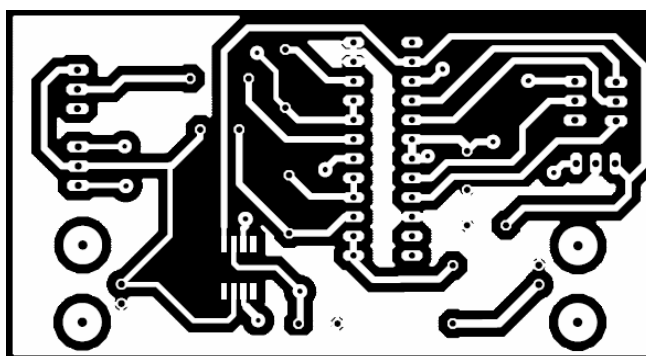
Sheet: 1 / 2

C.3 Deska plošného spoje filtru – top (strana součástek)



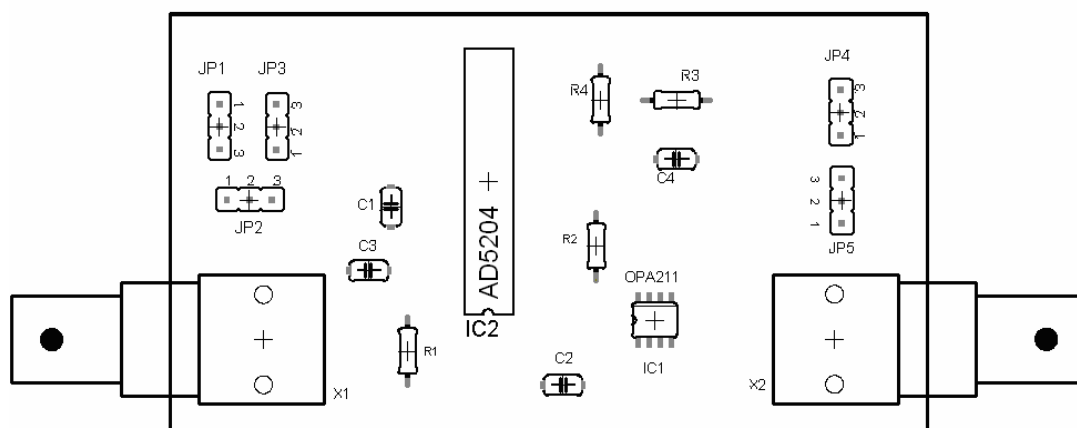
Rozměr desky 85 x 46 [mm], měřítko M1:1

C.4 Deska plošného spoje filtru – bottom (strana spojů)

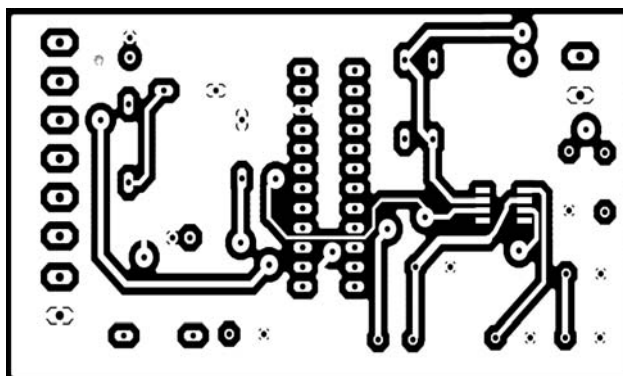


Rozměr desky 85 x 46 [mm], měřítko M1:1

C.5 Osazovací plán plošného spoje filtru

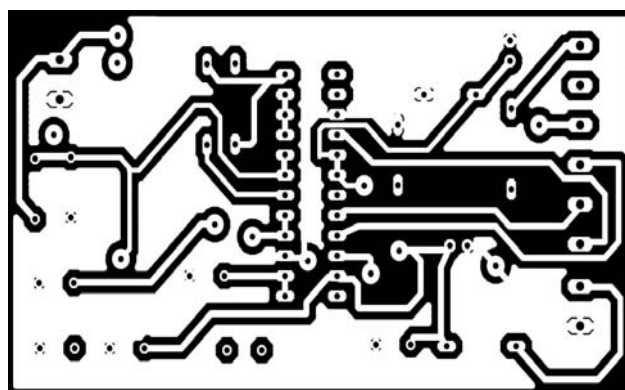


C.6 Deska plošného spoje oscilátoru – top (strana součástek)



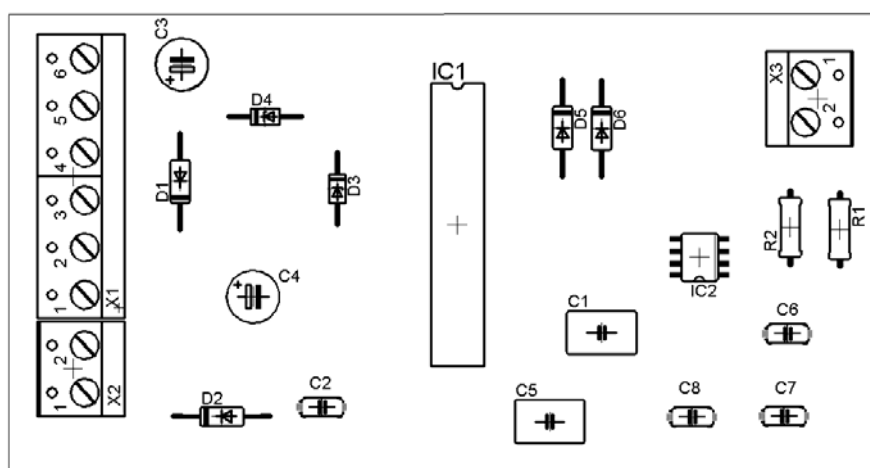
Rozměr desky 80 x 49 [mm], měřítko M1:1

C.7 Deska plošného spoje oscilátoru – bottom (strana spojů)

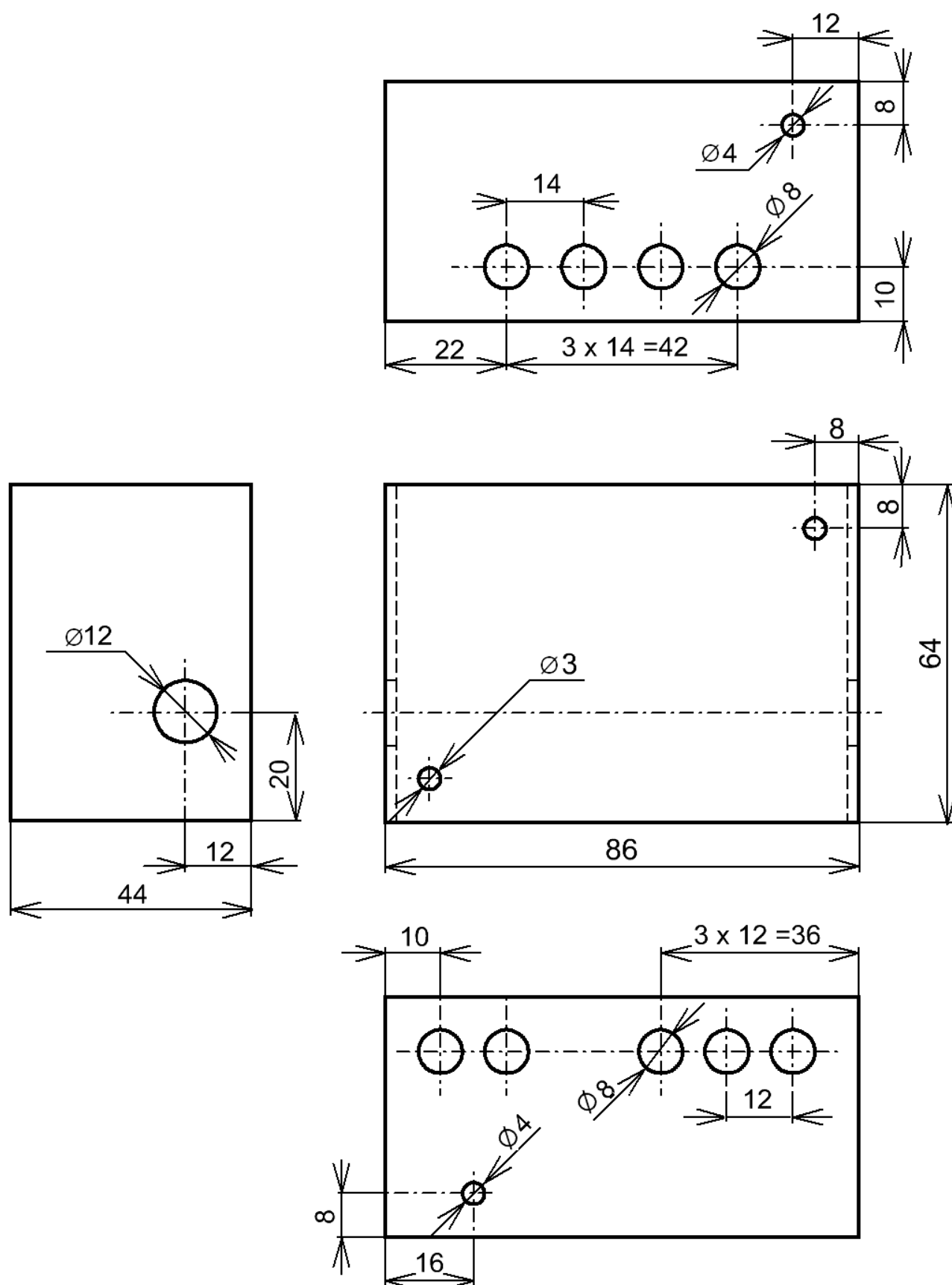


Rozměr desky 80 x 49 [mm], měřítko M1:1

C.8 Osazovací plán plošného spoje oscilátoru



C.9 Výkresová dokumentace pro laboratorní přípravek



| | | | | | | |
|------------------------------------|-------|-----------|-----------|---|-------|-------------|
| Index | Změna | datum | Podpis | ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY FEKT VUT v Brně | | |
| Značka materiálu | | | T.O. | Hmotnost kg | 0,220 | Meritko 1:1 |
| Rozměr – Polotovár 86 x 64 x 44 mm | | | | | | |
| Pomocné zařízení | | | | Tr.c. | | |
| Vypracoval BŘETISLAV ŠEVČÍK | | Norm.ref. | | Poznámka | | C.kusovníku |
| Prezkoušel | | Schválil | 19.5.2009 | Stary výkres | | Souvis.vyk. |
| Technolog | | Dne | | | | |
| Název | | | | Číslo výkresu | | |
| KRABIČKA PRO FILTR | | | | DP 2009 /1 | | |
| | | | | Počet listů | | |
| | | | | List: | | |

D SEZNAM SOUČÁSTEK

D.1 Rozpis součástek pro filtr

| Označení | Hodnota | Pouzdro | Popis |
|-------------------------|-----------|---------|---|
| IC1 | OPA211 | SOIC-8 | Operační zesilovač |
| IC2 | AD5204 | DIL -24 | Digitální potenciometr dvoukanálový |
| R1,R2, R3, R4 | 470R | 0204 | Rezistor metalizovaný |
| C1, C5 | 100n | C6423 | Keramický kondenzátor |
| C2,C4 | 320p/100V | FKP-RM5 | Svitkový kondenzátor |
| BNC1, BNC2 | | | BNC konektor (50Ω) |
| JP1, JP2, JP3, JP4, JP5 | | | Lišta kontaktní-dvouřadá 1x 3 kontaktů |

D.2 Rozpis součástek pro oscilátor

| Označení | Hodnota | Pouzdro | Popis |
|---------------|------------|---------|--|
| IC1 | AD5204 | DIL-24 | Digitální potenciometr dvoukanálový |
| IC2 | AD8510 | SOIC-8 | Operační zesilovač |
| R1 | 2k2 | 0204 | Rezistor metalizovaný |
| R2 | 1k0 | 0204 | Rezistor metalizovaný |
| C1, C5 | 820p /100V | FKP-RM5 | Svitkový kondenzátor |
| C2,C6, C8,C7 | 100n / 10V | C6423 | Keramický kondenzátor |
| C3,C4 | 10u / 25V | RE2 | Elektrolytický kondenzátor |
| D1,D2, D5, D6 | 1N4148 | DO35 | Stabilizační dioda |
| D3,D4 | 2,7V/1,3W | DO41 | Zenerova dioda |
| CON1, CON2 | | RM5 | Svorkovnice - 3 pozice |
| CON3 | | | Svorkovnice - 2 pozice |

D.3 Rozpis součástek pro laboratorní přípravek

| Součástka | Popis | Počet kusů |
|--------------------|-----------------------|------------|
| Zdířka kolíková | Průměr 8 mm | 9 |
| Přepínač kolébkový | Průměr 4 mm, 1 polový | 1 |
| Přepínač kolébkový | Průměr 4 mm, 2 polový | 1 |
| Šroub M3 x 35 | | 2 |

E VZOROVÁ LABORATORNÍ ÚLOHA

Název úlohy:

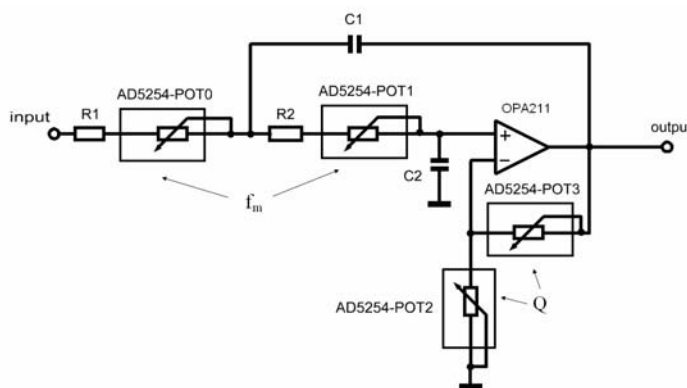
APLIKACE ŘÍZENÉ DIGITÁLNÍMI POTENCIOMETRY

Následující laboratorní úloha je zaměřená na problematiku chování digitálně řízených prvků v analogových obvodech. Na přípravku, který představuje digitálně řízený filtr Sallen-Key typu dolní propust a vestavěném digitálně řízeném Wienově oscilátoru se studenti seznámí nejen s principem samotných obvodů, ale osvojí si také základní dovednosti spojené s řízením takovýchto moderních prvků.

Teoretický úvod

Aktivní filtr typu dolní propust v zapojení Sallen-Key patří mezi základní obvody používané v mnoha různorodých aplikacích. Často o něm můžeme slyšet v souvislosti s jevem zvaným **aliasing**, ke kterému může docházet v situacích, kdy se spojitá informace převádí na diskretní (nespojitou). V současné technice se s aliasingem nejčastěji setkáváme při převodu analogového signálu na digitální pomocí A/D převodníků (například analogový záznam hudby je pro uložení na CD vzorkován frekvencí 44,1kHz, aby CD mohlo přenést kmitočty do 22kHz bez aliasingu). Je tedy nutné před převodník spojitého signálu na diskretní ve většině případů zařadit tzv. antialiasingový filtr, který má za úkol odfiltrovat frekvence vyšší než odpovídají Shannonovu teorému.

Obvodová struktura zapojení filtru Sallen-Key typu dolní propust s vyznačením digitálně řízených prvků je na obr.1. Kde hodnoty kapacit kondenzátorů C_1 , $C_2 = 220$ pF. Hodnoty předřadných odporů R_1 a R_2 jsou také shodné a činí 470Ω .

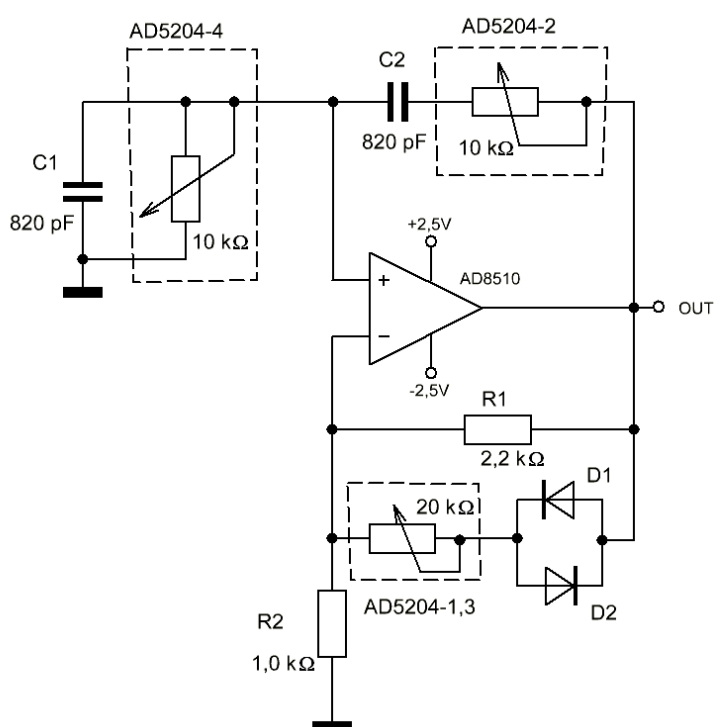


Obr.1: Struktura filtru typu dolní propust

První dva kanály potenciometru jsou využity pro nastavování mezní frekvence obvodu. další dva slouží k nastavení požadované aproximace přenosové charakteristiky filtru. Z následujícího vztahu 1.1 je možné určit mezní kmitočet filtru. Pro pokles o 3dB je tato hodnota odpovídající pouze pro Butterworthovu aproximaci. Stejně tak můžeme určit i frekvenci oscilátoru.

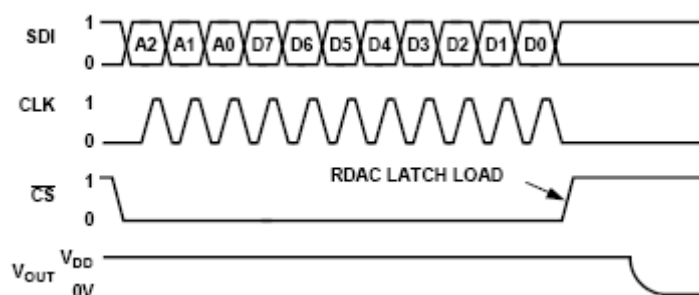
$$f_m = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad (1.1)$$

Druhým digitálně řízeným obvodem je Wienův oscilátor se stabilizací amplitudy pomocí dvou antiparalelně zapojených diod. Tento obvod uvedený na obr.2 umožňuje generovat kmity sinusového průběhu, které je možné např. využít jako vstupní signál pro výše uvedený filtr. Hodnoty jednotlivých pasivních prvků jsou uvedeny na obrázku.



Obr.2: Digitálně řízený Wienův oscilátor

Aplikace Digipot, která bude využita pro řízení těchto prvků byla speciálně navržena pro univerzální řízení Digitálních potenciometrů. Tento program obsahuje jednoduchou nápovědu ve které je možné se seznámit i se strukturou vysílaného slova pro využívaný typ potenciometru. Na obr.3 je vidět jakým způsobem je nutné vyslat řídicí slovo. Všechny čtyři vyznačené odpory u obou zapojení jsou integrovány v jednom obvodu a řízený přes sběrnici SPI. Rozlišení kanál je provedeno ve formě prvního vysílaného slova, které prezentuje číslo kanálu. Za tímto sloven následuje již žádaná pozice odporového jezdcce pro daný kanál.



Obr.3: Struktura stavů řízených linek pro potenciometr AD520

Zadání a postup měření

1. Seznamte se na pracovišti s ovládáním jak samotného komunikačního rozhraní tak s programem pro řízení digitálních potenciometrů Digipot pomocí nápovědy k programu. Během obsluhy přístrojů se rozhodně vyvarujte náhodné a nepromyšlené změny parametrů nastavení přístroje !!!
2. Po připojení symetrického napájení do přípravku napěťového regulátoru nejprve nastavte příslušné napájecí hodnoty napětí na jeho symetrickém napěťovém výstupu pomocí digitálního voltmetru a přepínače na přípravku nastavte symetrické napětí $\pm 2,25$ V (nutno dodržovat stanovené napájecí hodnoty !). Zároveň zkontrolujte svítí-li ve spodní části napěťového regulátoru zelená LED-dioda symbolizující správnou napěťovou úroveň pro komunikační interface. Po splnění těchto požadavků je možné přistoupit k zapojení napájecího napětí do rozhraní i do přípravku. Tuto činnost se doporučuje provádět při vypnutém napěťovém regulátoru, který je již nastavený a připraven k použití.
3. Připojte výstup oscilátoru na přípravku v jeho zadní části na zvolený vstup osciloskopu. Po připojení by mělo být patrné že oscilátor kmitá. Na všech kanálech by měli být nastaveny defaultní hodnoty představující polovinu rozsahů všech potenciometrů. Vyzkoušejte si teď pomocí programu možnosti nastavování oscilátoru cílenou změnou jednotlivých kanálů a změřte závislost změny frekvence oscilátoru na nastavované hodnotě odporů prvních dvou kanálů. Do protokolu zaznamenejte rovněž případné změny průběhu se zvyšující se frekvencí. Hodnoty odporů je možné ve formě pozic přijímat samotným programem a ze znalosti nominální hodnoty každého kanálu, která činí $R_{NOM}=10050\ \Omega$ a také odporu jezdcy, který činí $R_W=70\ \Omega$ stanovte příslušné hodnoty odporů pro jednotlivé pozice. Srovnajte výsledné průběhy s teoretickými předpoklady zjištěné dle vztahu 1.1 viz. teoretický úvod. Měření opakujte při zvýšeném napájecím napětí pro přípravku na hodnotu $\pm 2,7$ V a stanovte relativní chybu mezi naměřenými průběhy a teoretickým průběhem, který vyneste do grafu společně s jedním zvoleným naměřeným průběhem. Z příložených katalogových listů na pracovišti diskutujte možné závěry. Při výpočtu uvažujte kapacitu kondenzátorů $C=890\text{ pF}$.

4. V tomto bodě měření nastavte přepínací páčku na předním panelu do polohy F, čímž přepneme adresaci vysílaných slov do filtru. Poté si zvolte jestli jako vstupní generátor sinusových kmitů budete využívat vestavěný oscilátor (viz. páčka na zadním panelu) a nebo generátor kmitů na pracovišti. Nepřekračujte hodnotu amplitudy vstupního signálu do cca $U_A=1$ V ef. Ze znalosti hodnot kondenzátorů a předřadných odporů zvolte mezní kmitočet pro filtr libovolně do hodnoty 1 MHz. Dále si zvolte hodnoty další dvojice odporů tak, aby jejich poměr tvořil příslušnou hodnotu zesílení, která odpovídá dané aproximaci a změřte přenosovou charakteristiku filtru. V grafické závislosti porovnejte možný teoretický průběh pomocí simulačního programu PSpice. Hodnoty odporů pro možné aproximace jsou uvedeny v následující tab.1.

Tab.1: Pozice a hodnoty odporů pro jednotlivé aproximace

| Aproximace | Q [-] | A [-] | R3 [Ω] | R4 [Ω] |
|--------------------------|----------|-------|-----------------|-----------------|
| Kritické tlumení | 0,5 | 1 | - | - |
| Bessel | 0,5773 | 1,27 | 1934 (50) | 517 (12) |
| Bessel-Butterworth | 0,6382 | 1,43 | 1519 (39) | 655 (16) |
| Butterworth | 0,7071 | 1,59 | 1307 (34) | 766 (20) |
| Čebyšev (zvlnění 0,1 dB) | 0,7674 | 1,7 | 1197 (32) | 837 (22) |
| Čebyšev (zvlnění 0,2 dB) | 0,7966 | 1,75 | 1159 (30) | 866 (22) |
| Čebyšev (zvlnění 0,5 dB) | 0,8637 | 1,84 | 1089 (28) | 917 (24) |
| Čebyšev (zvlnění 1 dB) | 0,9565 | 1,96 | 1024 (26) | 975 (25) |
| Čebyšev (zvlnění 2dB) | 1,1286 | 2,11 | 948 (24) | 1054 (27) |
| Čebyšev (zvlnění 3dB) | 1,3047 | 2,23 | 900 (23) | 1109 (28) |
| Nestabilní obvod | ∞ | 3 | - | - |

5. Ze znalosti katalogových hodnot daných digitálních potenciometrů a operačních zesilovačů použitých v přípravcích diskutujte možné parazitní projevy obvodu provázející měření. Pokud budete disponovat dostatkem volného času pokuste se porovnat stejné měření přenosové charakteristiky filtru při využití oscilátoru v laboratořích s vestavěným oscilátorem.
6. Po ukončení měření odpojte napájecí napětí od přípravku a vypněte všechny přípravky na pracovišti. Zejména digitální voltmetr napěťového regulátoru nenechávejte zbytečně dlouho v provozu, neboť využívá pro svou činnost externí napájení 9V. Také ovládací program regulérně ukončete ještě před vypnutím samotného interface, kdy program předepsaným způsobem vypne LCD displej.

Použité měřicí a řídicí přístroje

Funkční generátor Agilent 33220
 Osciloskop Hewlett Packard HP54601
 Napěťový regulátor pro interface a přípravek
 Komunikační interface USB -> I²C / SPI / RS-232
 propojovací vodiče 2 x BNC-CINCH, USB kabel
 Přenosný počítač s programem Digipot

Vzorové vypracování

ad.3.

Tab.2: Tabulka naměřených a vypočtených hodnot Wienova oscilátoru

| R _{POT} [Ω] | f _{teo} [kHz] | f _{mer2,25} [kHz] | f _{mer2,7} [kHz] | Δf _{REL2,25} [%] | Δf _{REL2,7} [%] |
|-------------------------|---------------------------|-------------------------------|------------------------------|------------------------------|-----------------------------|
| 9870 | 18.1 | 17.6 | 17.7 | 2.76 | 2.21 |
| 8620 | 20.75 | 20.42 | 20.52 | 1.59 | 1.11 |
| 5540 | 32.27 | 31.74 | 31.9 | 1.64 | 1.15 |
| 5140 | 34.79 | 34 | 34.4 | 2.27 | 1.12 |
| 3310 | 54.03 | 53.19 | 53.4 | 1.55 | 1.17 |
| 3000 | 59.61 | 58.6 | 59 | 1.69 | 1.02 |
| 2920 | 61.24 | 60.25 | 60.5 | 1.62 | 1.21 |
| 2060 | 86.81 | 85.63 | 86.3 | 1.36 | 0.59 |
| 1400 | 127.73 | 125.38 | 127.8 | 1.84 | 0.05 |
| 1320 | 135.47 | 131.94 | 135.8 | 2.61 | 0.24 |
| 1060 | 168.71 | 162.65 | 170.1 | 3.59 | 0.82 |
| 820 | 218.08 | 206.9 | 219.6 | 5.13 | 0.70 |
| 670 | 266.9 | 242.2 | 264.9 | 9.25 | 0.75 |
| 555 | 322.21 | 283.7 | 316.4 | 11.95 | 1.80 |
| 434 | 412.04 | 340.6 | 398.3 | 17.34 | 3.33 |
| 355 | 503.73 | 422.1 | 462.3 | 16.21 | 8.22 |
| 276 | 647.92 | 461.5 | 589 | 28.77 | 9.09 |
| 160 | 1117.62 | 645.2 | 729 | 42.27 | 34.77 |
| 90 | 1943.76 | 932.6 | 1100 | 52.02 | 43.41 |

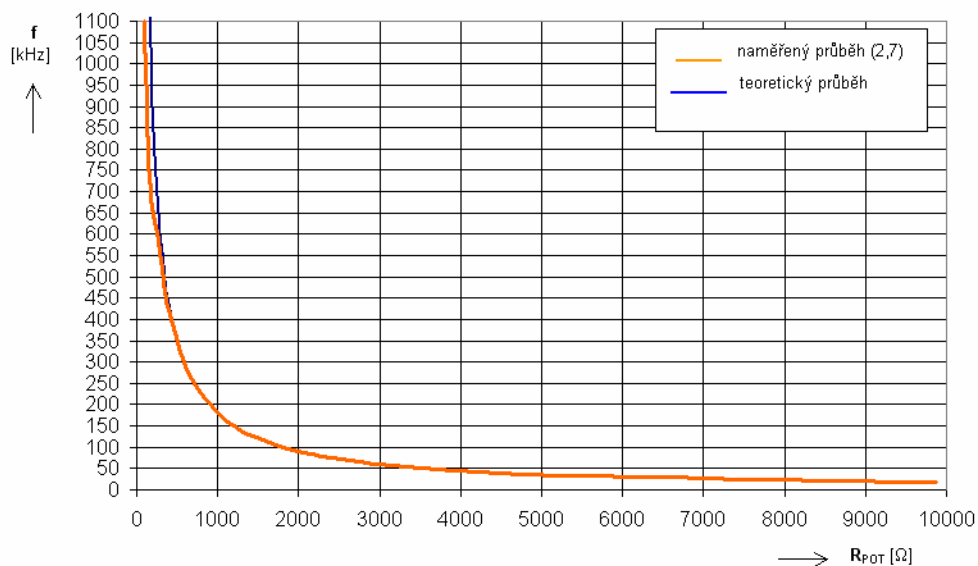
Př. výpočtu pro první řádek tabulky

$$f_{\text{TEO}} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{\text{POT}} \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 9870 \cdot 890 \cdot 10^{-12}} = \underline{18,1 \text{ kHz}}$$

$$\Delta f_{\text{REL2,25}} = \frac{f_{\text{TEO}} - f_{\text{mer2,25}}}{f_{\text{TEO}}} \cdot 100 = \frac{(18,1 - 17,6) \cdot 10^3}{18,1 \cdot 10^3} \cdot 100 = \underline{2,76 \%}$$

$$\Delta f_{\text{REL } 2,25} = \frac{f_{\text{TEO}} - f_{\text{mer } 2,25}}{f_{\text{TEO}}} \cdot 100 = \frac{(18,1 - 17,7) \cdot 10^3}{18,1 \cdot 10^3} \cdot 100 = \underline{2,21 \%}$$

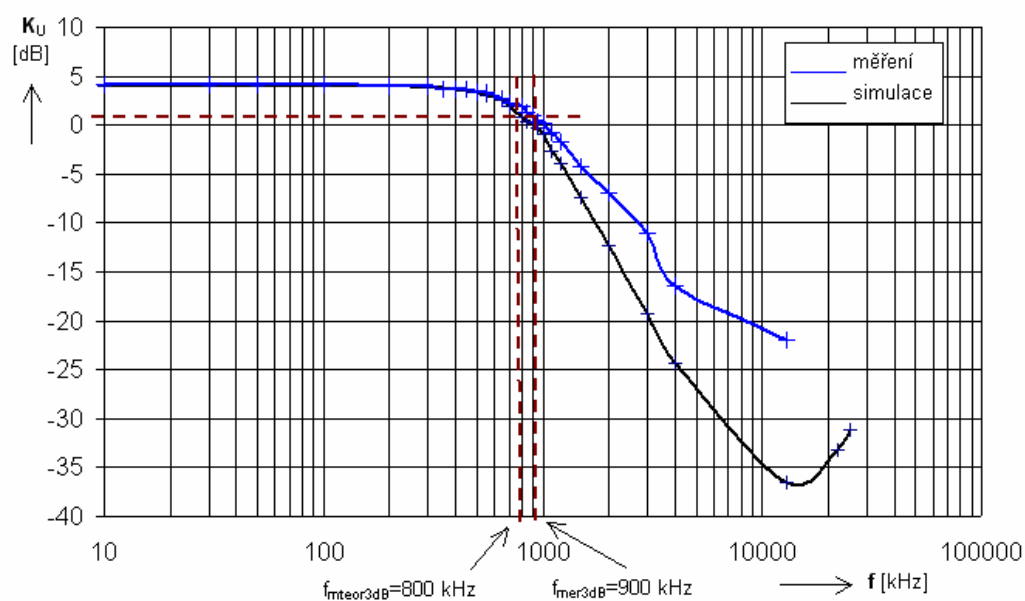
Závislost frekvence oscilátoru na hodnotě nastavovaného digitálního potenciometru



Obr.4: Zvolený naměřený průběh oscilátoru v porovnání s teoretickým předpokladem

ad.4

**Modulová charakteristika filtru
(Butterworthova aproximace)**



Obr.5: Modulová charakteristika filtru v porovnání s teoretickou simulací

Tab.3: Tabulka naměřených a vypočtených hodnot filtru dolní propust

| f [kHz] | U _{vst} [V] | U _{vyst} [V] | Ku _{mer} [dB] | Ku _{teor} [dB] |
|------------|-------------------------|--------------------------|---------------------------|----------------------------|
| 10 | 1.0 | 1.61 | 4.14 | 3.98 |
| 30 | 1.0 | 1.61 | 4.14 | 3.98 |
| 50 | 1.0 | 1.6 | 4.08 | 3.98 |
| 100 | 1.0 | 1.6 | 4.08 | 3.98 |
| 200 | 1.0 | 1.59 | 4.03 | 3.97 |
| 300 | 1.0 | 1.58 | 3.97 | 3.9 |
| 350 | 1.0 | 1.53 | 3.69 | 3.83 |
| 400 | 1.0 | 1.52 | 3.64 | 3.73 |
| 450 | 1.0 | 1.52 | 3.64 | 3.52 |
| 500 | 1.0 | 1.48 | 3.41 | 3.36 |
| 550 | 1.0 | 1.47 | 3.35 | 3.11 |
| 650 | 1.0 | 1.38 | 2.80 | 2.55 |
| 700 | 1.0 | 1.29 | 2.21 | 1.93 |
| 800 | 1.0 | 1.24 | 1.87 | 0.88 |
| 850 | 1.0 | 1.16 | 1.29 | 0.41 |
| 900 | 1.0 | 1.11 | 0.91 | 0.14 |
| 950 | 1.0 | 1.05 | 0.42 | -0.24 |
| 1000 | 1.0 | 1.02 | 0.17 | -0.88 |
| 1100 | 1.0 | 0.91 | -0.82 | -2.71 |
| 1200 | 1.0 | 0.82 | -1.72 | -3.97 |
| 1500 | 1.0 | 0.61 | -4.29 | -7.48 |
| 2000 | 1.0 | 0.45 | -6.94 | -12.27 |
| 3000 | 1.0 | 0.28 | -11.06 | -19.3 |
| 4000 | 1.0 | 0.15 | -16.48 | -24.27 |
| 13000 | 1.0 | 0.08 | -21.94 | -36.54 |
| 22000 | 1.0 | - | - | -33.21 |
| 25000 | 1.0 | - | - | -31.2 |

Př. výpočtu pro první řádek tabulky

$$K_{Umer} = 20 \cdot \log \cdot \frac{U_{vyst}}{U_{vst}} = 20 \cdot \log \cdot \frac{1,6}{1,0} = \underline{4,14} \text{ dB}$$

Mezní kmitočet filtru pro pokles o 3 dB

$$f_{mteor} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{POT} \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 600 \cdot 330 \cdot 10^{-12}} = \underline{803,8} \text{ kHz}$$

$$f_{mnam} = \underline{900} \text{ kHz}$$

Závěr

Naměřené charakteristiky oscilátoru se v porovnání s teoretickým průběhem neliší přibližně do kmitočtu $f = 300$ kHz o více než cca 2%. S dalším rostoucím kmitočtem nastává výrazné zvětšení této chyby. Zároveň je možné pozorovat na průbězích z osciloskopu počátky výraznějšího zkreslení signálu v oblasti maxim sinusového průběhu. Z katalogových listů je možné usoudit, že na míru zkreslení oscilátoru při vyšších frekvencích má vliv i použitý operační zesilovač s tranzitním kmitočtem $f_T = 8$ MHz, který je v oblasti frekvencí nad 500 kHz již nedostačující.

Z naměřené modulové charakteristiky příslušného filtru lze usoudit, že daný digitální potenciometr začíná ztrácet své deklarované vlastnosti přibližně na kmitočtu 2,5 MHz, kdy zřejmě dochází již k prudkému nárůstu jeho vlastních parazitních kapacit. Mezní kmitočet vypočtený dle vztahu 1.1 je v porovnání s teoretickým předpokladem asi o 100 kHz nižší.

F PROGRAMOVÁ ČÁST

F.1 Výběr z programového kódu

```
OpenCom(Pchar('COM1:9600,N,8,1'));           // otevření portu
RTS(0); DTR(0);                               // SDA=1, SCL=1
                                              // linky jsou negací
                                              // stavu linek rozhraní

RTS(1); DTR(1);                               // Startovací procedura

DTR(1); RTS(1);                               // Ukončovací procedura
DTR(0);

DTR(1); RTS(1);                               // Acknowledge
DTR(0);
Delayus (10);
DTR(1);

DTR(1); RTS(0);                               // NoAcknowledge
DTR(0);
Delayus (10);
DTR(1);

function zapis (hodnota : Byte): Boolean; // vyslání bytu I2C
var hodnotabit, n: Byte;
begin
    zapis := true;
    hodnotabit := 128;

    for n:= 1 to 8 do begin
        if (hodnota and hodnotabit) = hodnotabit then RTS(0)
        else RTS(1);

            DTR(0);
            Delayus(10);
            DTR(1);

            hodnotabit := hodnotabit div 2;
    end;

    RTS(0);
    DTR(0);
    Delayus (10);

    if CTS = 0 then vystup := False;

    DTR(1);
end;
```

```
function nacti : Byte;                                //načtení bytu I2C
var hodnotabit, hodnota, n: Byte;
begin

    DTR(1); RTS(0);
    hodnotabit := 128;
    hodnota := 0;

    for n:= 1 to 8 do begin

        DTR(0);
        Delayus (10);

        if CTS = 0 then hodnota := hodnota + hodnotabit;

        DTR(1);
        hodnotabit := hodnotabit div 2;
    end;
    nacti := hodnota;
end;


function vystupspi (hodnota : Byte): Boolean; // vyslání bytu SPI
var hodnotabit, n: Byte;
begin
    vystupspi := true;
    hodnotabit := 128;

    for n:= 1 to 8 do begin

        if (hodnota and hodnotabit) = hodnotabit then RTS(0)
        else RTS(1);

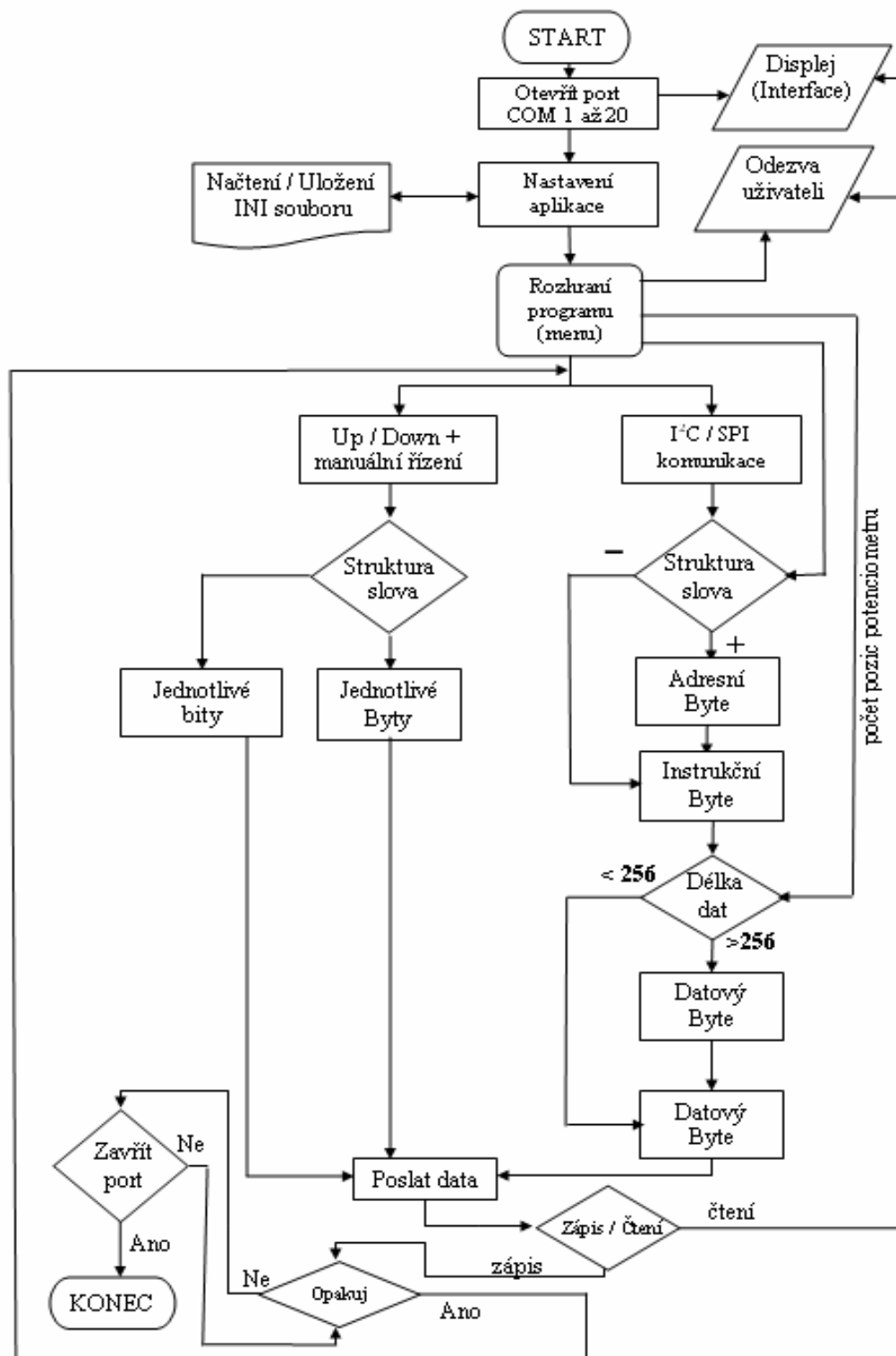
        DTR(0);
        DTR(1);
        hodnotabit := hodnotabit div 2;
    end;

end;


function nacteni2 : Byte;                                // načtení bytu SPI
var hodnotabit2, hodnota2, n2: Byte;
begin
    DTR(0); RTS(0);    { SDA=1, SCL=0 }
    hodnotabit2 := 128;
    hodnota2 := 0;
    for n2:= 1 to 8 do begin
        DTR(0);
        if DSR = 0 then hodnota2 := hodnota2 + hodnotabit2;

        DTR(1);
        hodnotabit2 := hodnotabit2 div 2;
    end;
    nacteni2 := hodnota2;
end;
```

F.2 Vývojový diagram programu



G OBRAZOVÁ DOKUMENTACE

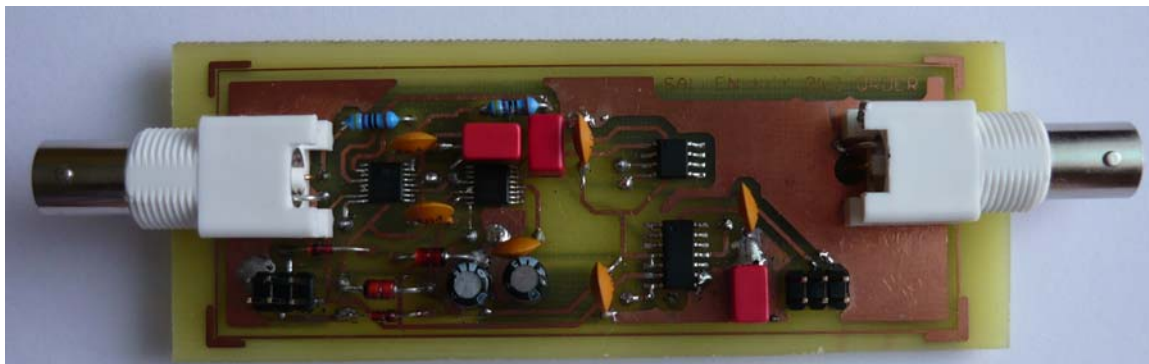
G.1 Komunikační interface



G.2 Napěťový regulátor



G.3 Digitálně řízený filtr (I^2C)



G.4 Digitálně řízený filtr (SPI) s oscilátorem



H OBSAH CD PŘÍLOHY

- diplomová práce ve verzi pdf a doc
- kompletní program Digipot se všemi zdrojovými kódy, použitými komponentami a nápovědou
- podklady pro výrobu plošných spojů a výkresová dokumentace přípravku
- vybraná dokumentace k použitým obvodům